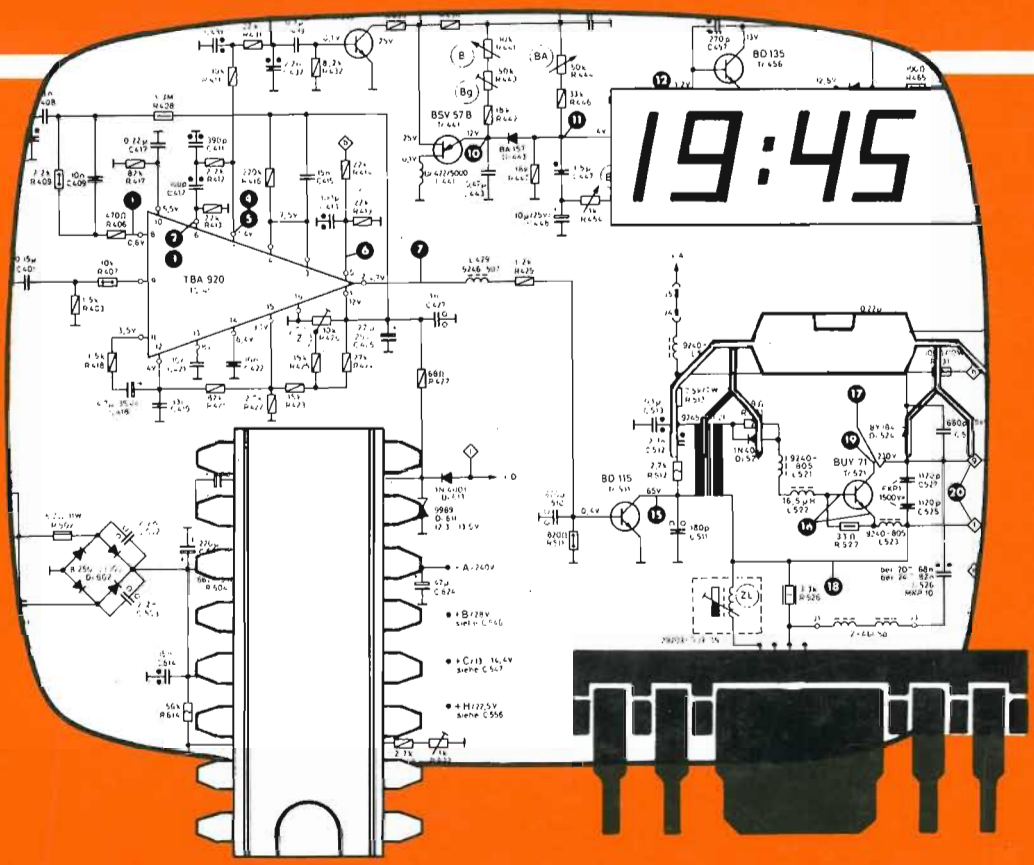
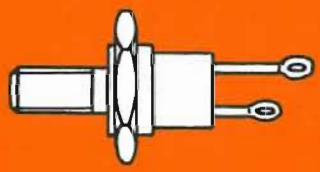
TELEVISORI A TRANSISTORS E A CIRCUITI INTEGRATI

A. Deotto





EDIZIONI RADIO

A. Deotto - MANUALE DEI CIRCUITI INTEGRATI TV - vol. 1° sezione analogica

280 pagine - oltre 150 circuiti integrati con schemi a blocchi e d'impiego. Stampa bicolore, copertina plastificata.

Vengono descritti oltre 150 circuiti integrati delle sezioni: FI audio, FI video, video, BF, elaborazione sincronismi, deflessione verticale, sincronismo orizzontale, luminanza, crominanza, correzione E-O, alimentazione, impiegati nei primi TV b/n e TV colore fino a quelli che equipaggiano i televisori di attuale produzione.
Di ogni circuito integrato viene fornito uno schema a blocchi dettagliato, uno schema elettrico rappresentativo dell'impiego tipico, la denominazione dei piedini, le relative tensioni continue misurate con un tester ad alta impedenza, le forme dell'onda significative e le relative ampiezze, ed infine la descrizione dettagliata del funzionamento.

A. Deotto - MANUALE DEI CIRCUITI INTEGRATI TV - voll. 2° e 3° sezioni digitali - prima e seconda parte.

248 + 216 pagine - complessivamente oltre 280 circuiti integrati con schemi a blocchi e d'impiego. Stampa bicolore, copertina plastificata.

Vengono descritti oltre 280 circuiti integrati delle sezioni digitali dei televisori a colori, e precisamente: memorie di programma ed analogiche, trasmettitori per telecomando e ricevitori associati, PLL per sintesi di frequenza, decodifiche tastiera e FSK, identificatori di stazioni TV, amplificatori IR, convertitori D/A, selezione di circuiti logici TTL e CMOS, prescaler, circuiti di controllo per sintonie, display su schermo, interfacce uP, pilota display, ecc.
Di ciascun integrato viene fornito uno schema a blocchi dettagliato, uno schema di impiego tipico, la descrizione dettagliata del funzionamento, la denominazione dei piedini.
In molti casi vengono forniti i segnali di "timing" e tabelle indicanti i valori delle grandezze misurabili sul circuito.
I manuali sono il risultato di una lunga selezione su oltre un migliaio di schemi e documentazioni di TV colore, utilizzando una cinquantina di manuali di Costruttori di circuiti integrati.

A. DEOTTO

TELEVISORI A TRANSISTORS E A CIRCUITI INTEGRATI

sesta ristampa
della 1a edizione

EDIZIONI RADIO

1983

TELEVISORI A TRANSISTORS E A CIRCUITI INTEGRATI
è una pubblicazione tecnica della

editrice CO.EL.
via Tartagna, 23
33100 UDINE - cas. postale n° 175
tel. 0432/482013-0432/481395

© Copyright 1982 editrice CO.EL.
tutti i diritti riservati - è vietata la riproduzione anche
parziale senza approvazione scritta dell'Editore

Il rapido e continuo progresso della tecnica e della tecnologia pone oggi i tecnici anche i più preparati di fronte al problema di un tempestivo ed adeguato aggiornamento.

Nell'intento di dare un valido aiuto a chi si trovasse in tale situazione, ho predisposto il presente volume che, proprio per questo, non vuole essere un testo introduttivo alla tecnica televisiva, bensì, pur restando nell'ambito di una trattazione sistematica, ha lo scopo di mettere particolarmente in luce i componenti elettronici più recenti. In questo senso ho sentito la necessità di descrivere anche quelle soluzioni che sono adottate nella tecnica televisiva senza essere per altro state progettate appositamente a tale scopo, provenendo piuttosto da altri settori d'impiego dell'elettronica e che, per quest'ultimo motivo, risultano spesso di meno agevole interpretazione.

Dei suddetti componenti ho avuto cura di descrivere in dettaglio la tecnologia costruttiva, unitamente all'applicazione nei singoli stadi del televisore.

Allo scopo di rendere agevole la lettura degli schemi dei televisori in commercio, ho altresì ritenuto utile far riferimento, per quanto possibile, a schemi reali.

In questo volume ho preso in considerazione essenzialmente i problemi connessi con la ricezione in bianco e nero, ritenendo per il tecnico una informazione dettagliata in questo senso indispensabile e propedeutica relativamente alla circuitistica per la ricezione in colore. Mi sono altresì riservato di considerare questo secondo aspetto in un prossimo volume in corso di preparazione.

Non ho certo sottovalutato la necessità di continuo e tempestivo aggiornamento richiesto dall'argomento trattato. A questo proposito ho considerato opportuno, piuttosto che orientarmi verso una futura riedizione dell'opera, di programmare la pubblicazione periodica di volumetti integrativi, ritenendo che tale soluzione sia più economica e più rapida dal punto di vista dell'informazione. Tali aggiornamenti potranno essere richiesti direttamente all'autore.

Argeo Deotto

CAPITOLO I

Dispositivi a semiconduttore

1.1 - Isolanti, semiconduttori e conduttori

In un atomo isolato gli elettroni possono occupare solo dei livelli ben definiti di energia. Accoppiando tra loro più atomi si ha un arricchimento dei livelli possibili e ciò a causa delle loro interazioni. Gli elettroni che partecipano agli accoppiamenti sono quelli meno legati ai rispettivi nuclei. Le loro energie possibili, considerato l'enorme numero di elettroni, costituiscono praticamente un insieme continuo che è detto *banda di valenza.*

In generale, affinché gli elettroni possano liberarsi dai loro nuclei, si richiede che venga loro conferita una energia superiore alla massima che possono avere in banda di valenza. Essi sono in grado, così, di superare una *banda* di energia *interdetta* e passare quindi in *banda di conduzione,* dando luogo ad una corrente elettrica all'interno del materiale.

A seconda della posizione reciproca delle bande di valenza e di conduzione, distinguiamo gli elementi in tre categorie: *isolanti, semiconduttori, conduttori.*

Gli isolanti possiedono una banda interdetta piuttosto larga (Fig. 1.1 A), cosicché nessun elettrone di valenza può saltare in banda di conduzione. Non avendosi elettroni liberi, la conducibilità è nulla.

I semiconduttori si trovano in una situazione prossima a quella degli isolanti, con una banda interdetta di ampiezza nettamente inferiore (dell'ordine di 1 eV) come indicato in Fig. 1.1 B. Allo zero assoluto, essendo nulla l'agitazione termica, non si ha alcun elettrone in banda di conduzione e perciò il comportamento è identico a quello degli isolanti. All'aumentare della temperatura, l'energia associata all'agitazione termica diviene sufficiente a far saltare alcuni elettroni in banda di conduzione e si può così avere circolazione di corrente elettrica. La conducibilità cresce perciò con la temperatura.

I conduttori hanno le bande di conduzione e di valenza parzialmente sovrapposte (Fig. 1.1 C). E' possibile avere circolazione di corrente anche a basse temperature, anzi la conducibilità cresce al diminuire della temperatura.

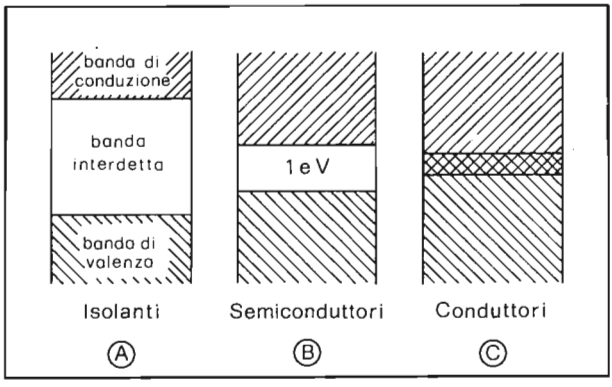


Fig. 1.1-Livelli di energia per isolanti, semiconduttori e conduttori

1.2 - Semiconduttori intrinseci e drogati

Gli elementi semiconduttori più usati per la realizzazione dei dispositivi elettronici sono il *germanio* (Ge) ed il *silicio* (Si). In Fig. 1.2 è rappresentato un atomo di silicio: attorno al nucleo centrale positivo orbitano 14 elettroni che sono ripartiti in tre strati. L'ultimo strato contiene 4 elettroni. Per semplificare la rappresentazione si ricorre alla schematizzazione indicata a destra nella quale sono evidenziati solo gli elettroni dell'ultimo strato.

La caratteristica comune degli atomi dei materiali semiconduttori è appunto quella di possedere 4 elettroni nell'ultimo strato: per questo motivo essi si legano tra di loro in modo da scambiarsi un elettrone ciascuno, raggiungendo la condizione di stabilità corrispondente al riempimento dell'ultimo strato (8 elettroni). Così ogni atomo di semiconduttore è circondato da 4 atomi dello stesso elemento, con ciascuno dei quali scambia un elettrone. I legami, che in questo modo si realizzano tra gli atomi, sono detti *covalenti* e nessun atomo si trova in posizione privilegiata rispetto agli altri.

Quando uno di questi legami si spezza (ad esempio per sollecitazione termica), l'elettrone si libera, saltando in banda di conduzione, e lascia libero un "buco" (o *lacuna*) che viene a costituire una trappola per gli altri elettroni. Se si applica ora un campo elettrico, avremo un movimento sia dell'elettrone che della lacuna, in versi opposti: entrambi contribuiranno alla circolazione della corrente.

La conducibilità relativa a questo fenomeno è detta *intrinseca* e chiaramente cresce all'aumentare della temperatura.

Se un atomo di semiconduttore viene sostituito con l'atomo di un *elemento pentavalente* (che possiede cioè 5 elettroni nell'ultimo strato), allora 4 elettroni troveranno una stabile sistemazione sostituendosi a quelli dell'atomo di semiconduttore mentre il quinto risulterà debolmente legato e quindi facilmente trasferibile in banda di conduzione. Fisicamente ciò significa che un atomo pentavalente (*atomo donatore*), mettendo a disposizione un elettrone, contribuisce alla circolazione della

corrente anche a temperature abbastanza basse, incrementando la conducibilità del materiale. Il buco che tale elettrone lascia dietro a sè è localizzato nell'atomo donatore che occupa ovviamente una posizione stabile. In questo caso il materiale si dice *drogato* di tipo *n*. I materiali più usati per tale contaminazione sono:

- il fosforo (P),
- l'arsenico (As),
- l'antimonio (St).

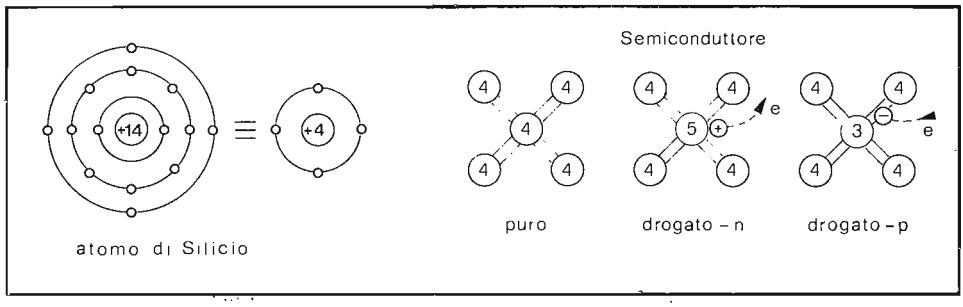


Fig. 1.2 - Rappresentazione di un atomo di silicio. Schematizzazione di un semiconduttore intrinseco, drogato *n* e drogato *p*

Se la sostituzione dell'atomo di semiconduttore viene fatta con l'atomo di un metallo *trivalente* (tre elettroni nell'ultimo strato), allora succede un fatto in un certo senso complementare a quello descritto sopra. L'impurità trivalente cattura un elettrone dagli atomi adiacenti in modo stabile per riempire il quarto legame, altrimenti libero, e così si crea una lacuna. Quest'ultima, sotto l'azione di un campo elettrico, si sposta facendosi via via coprire da elettroni. La conducibilità, in questo caso, è caratterizzata dal movimento di cariche positive ed il materiale è detto *drogato* di tipo *p*.

I materiali (*accettori*) più usati per questo tipo di drogaggio sono:

- il boro (B),
- l'alluminio (Al),
- il gallio (Ga),
- l'indio (In).

Un elettrone ed una lacuna finiscono sempre per ricombinarsi, a meno che non vengano separati tra loro. Il tempo di ricombinazione dipende dalla purezza del cristallo e dalla temperatura, nel senso che maggiore è il numero di coppie elettrone-lacuna, maggiore è la probabilità che questi si ricombinino.

Per una certa temperatura all'interno del materiale non drogato si raggiunge una condizione di equilibrio dinamico caratterizzato da concentrazioni uguali di lacune e di elettroni. Le concentrazioni risultano differenti nel caso di materiali drogati. Avremo maggioranza di elettroni nei materiali di tipo n e di lacune in quelli di tipo p. La conducibilità, nel primo caso, è detta *intrinseca* perché dovuta alle sole caratte-

ristiche del materiale semiconduttore. Nel secondo caso è detta *estrinseca* perché dipende anche da quella del materiale drogante.

Nel semiconduttore drogato la circolazione è dovuta:

- a *portatori maggioritari*, la cui natura dipende dal tipo di drogaggio: lacune in materiali p ed elettroni in materiali n;
- a *portatori minoritari*, che sono di polarità opposta a quella del drogaggio: elettroni in materiali di tipo p e lacune in materiali di tipo n.

I portatori minoritari derivano sempre dalla rottura dei legami covalenti.

1.3 - Giunzione p-n. Diodo a giunzione

Se poniamo a contatto due materiali aventi drogaggi di segno opposto, realizziamo una giunzione p-n. La superficie di separazione delle due zone è allora attraversata, secondo versi opposti, dalle rispettive cariche maggioritarie che si muovono per diffusione. Fisicamente il processo è della stessa natura di quello che si instaura quando in un ambiente viene aperta una bottiglietta di profumo. Le molecole del profumo evaporano e si distribuiscono, dopo un tempo più o meno lungo, in modo uniforme all'interno dello stesso ambiente. Nel caso della giunzione accade però un fatto che limita questa diffusione: le cariche maggioritarie, spostandosi, lasciano dietro a sè altre cariche, di segno opposto, fisse, che vengono a formare una *zona di deplezione* (o svuotamento). Gli strati di cariche fisse di segno opposto

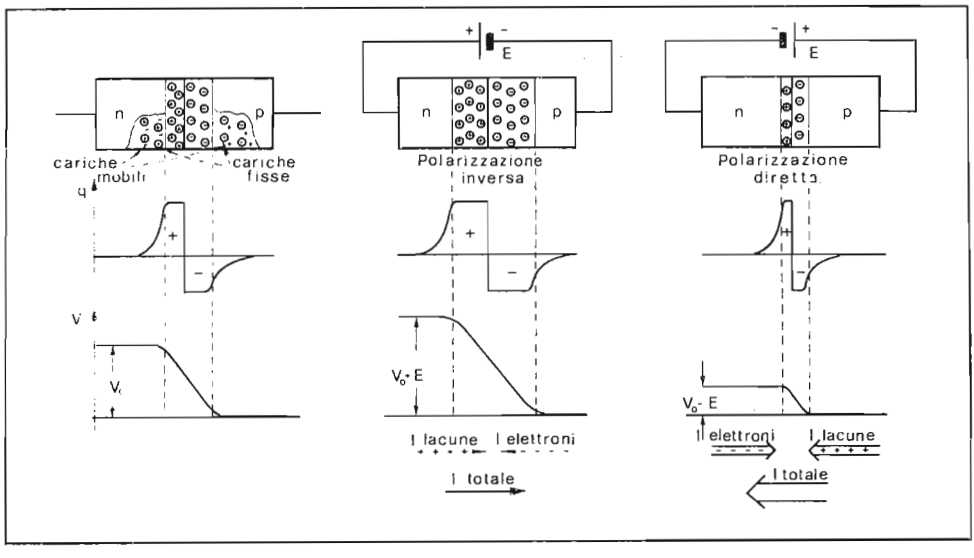


Fig. 1.3 - Giunzione p-n non polarizzata, polarizzata inversamente e direttamente

fanno nascere una barriera di potenziale che ha segni tali da opporsi al movimento dei portatori di maggioranza. In questa zona non ci sono cariche libere (salvo, eventualmente, quelle prodotte dalla rottura dei legami covalenti) e quindi il materiale si comporta come isolante. La profondità degli strati, in queste condizioni, decresce con il crescere del drogaggio (Fig. 1.3).

Se applichiamo ora una differenza di potenziale tale da rendere leggermente positiva la zona n rispetto alla zona p, avremo una debole corrente di portatori minoritari, dovuta a lacune in arrivo dalla zona n e da elettroni dalla zona p *(corrente inversa di saturazione)*. L'intensità di questa corrente dipende in misura molto modesta dalla differenza di potenziale applicata e, fortemente, dalla temperatura, giacché questo è il fattore determinante per la rottura dei legami covalenti.

Invertendo le polarità della batteria, si iniettano cariche negative nella zona n e positive nella zona p che, diffondendo, riducono la larghezza della zona di svuotamento e quindi l'altezza della barriera di potenziale. Questo fatto ha, come diretta conseguenza, l'indebolimento della corrente inversa di saturazione. All'aumentare della tensione di batteria, si ha inizialmente l'annullamento della barriera di potenziale (e quindi della corrente di saturazione) e successivamente la circolazione di corrente diretta dovuta ai portatori maggioritari. Quest'ultima cresce dapprima debolmente e poi fortemente con la tensione di polarizzazione diretta. L'andamento della corrente in funzione della tensione applicata è riportato in Fig. 1.4.

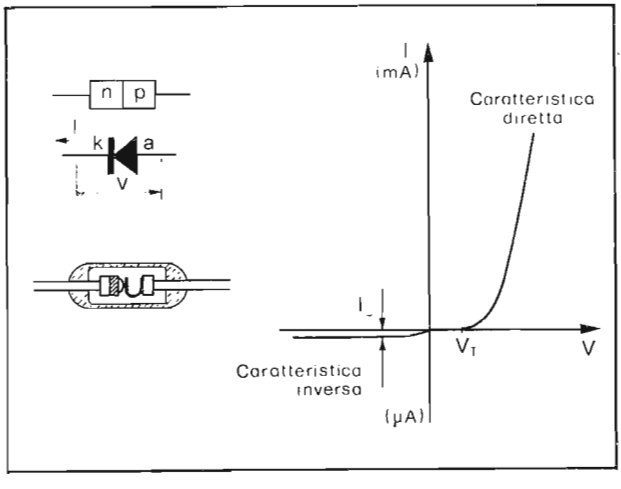


Fig. 1.4 - Diodo a giunzione: simbolo grafico, struttura interna e caratteristica V-I

Il dispositivo studiato avendo, agli effetti della corrente, un comportamento unidirezionale può essere utilizzato come diodo raddrizzatore.

La corrente inversa di saturazione è molto debole nel caso dei diodi al silicio ($\sim 10^{-9}$ A) e notevolmente maggiore per i diodi al germanio ($\sim 10^{-5}$ A).

Il valore di tensione diretta che bisogna superare per avere una circolazione di corrente, dovuta a portatori di maggioranza, è indicata con V_T e vale 0.2 - 0.3 V per i diodi al germanio e 0.6 - 0.7 V per i diodi al silicio.

Poiché la corrente diretta cresce rapidamente appena viene superata la V_T si può ritenere che la caduta di tensione ai capi del diodo, nel caso di polarizzazione diretta, coincida proprio con V_T. Nei diodi a giunzione al germanio si ha perciò una caduta di tensione più bassa che nei diodi al silicio. D'altra parte la corrente inversa di saturazione è molto più piccola nel silicio e molto meno influenzabile dalla temperatura; inoltre il diodo al silicio è in grado di funzionare bene fino a 200 °C, mentre quello al germanio non può superare i 90-100°C. Queste ultime proprietà suggeriscono di utilizzare i diodi al silicio nei circuiti di potenza e di alta tensione e quelli al germanio nei circuiti raddrizzatori per basse tensioni.

1.4 - Effetti Zener e valanga. Diodo Zener

Se a una giunzione viene applicata una tensione inversa che supera una certa ampiezza, la corrente di saturazione, da un valore pressocché costante, cresce rapidamente. Questa tensione è detta di rottura della giunzione. Due sono gli effetti che possono spiegare questo fatto: l'*effetto Zener* e l'*effetto valanga.*

L'effetto Zener si manifesta quando il campo elettrico, che si localizza principalmente nella zona di deplezione, diviene così intenso da strappare elettroni di valenza. Questi contribuiscono ad incrementare in modo consistente la corrente inversa su tutta la superficie della giunzione. La caratteristica inversa presenta così un gomito che la fa scendere bruscamente verso il basso.

L'effetto valanga si manifesta entro le zone n e p. Gli elettroni liberi sottoposti ad un intenso campo elettrico acquistano una velocità e quindi un'energia cinetica sufficienti per spezzare altri legami covalenti. Si ha così un effetto di moltiplicazione che arricchisce le zone n e p di cariche libere. Questo fatto porta ad una crescita notevole della corrente inversa. Una situazione analoga si presenta anche nel caso di polarizzazione diretta. Nel silicio l'effetto valanga ha inizio per una intensità di campo di $5 \cdot 10^5$ V/cm, mentre l'effetto Zener si presenta per intensità di campo elettrico dell'ordine di 10^6 V/cm.

Solo in materiali fortemente drogati è possibile avere l'effetto Zener prima dell'effetto valanga; in questo caso, infatti, lo spessore della zona di deplezione è molto ridotto e quindi si raggiungono intensità di campo del valore detto anche per piccole ampiezze di tensione applicata. Regolando il drogaggio, è possibile costruire dei diodi nei quali la corrente inversa cresce bruscamente al raggiungimento di una certa tensione prestabilita *(tensione di Zener)*. I dispositivi costruiti per poter utilizzare questa particolare caratteristica sono detti diodi Zener.

La Fig. 1.5 rappresenta il simbolo elettrico e l'andamento della caratteristica V - I di un tale diodo. Il fatto che, in condizioni opportune di polarizzazione inversa, la differenza di potenziale ai capi del diodo rimanga praticamente costante, permette di utilizzare questo dispositivo come stabilizzatore di tensione. Il circuito stabilizzatore prevede solo l'aggiunta di una resistenza limitatrice della corrente in serie al diodo (Fig. 1.5 B).

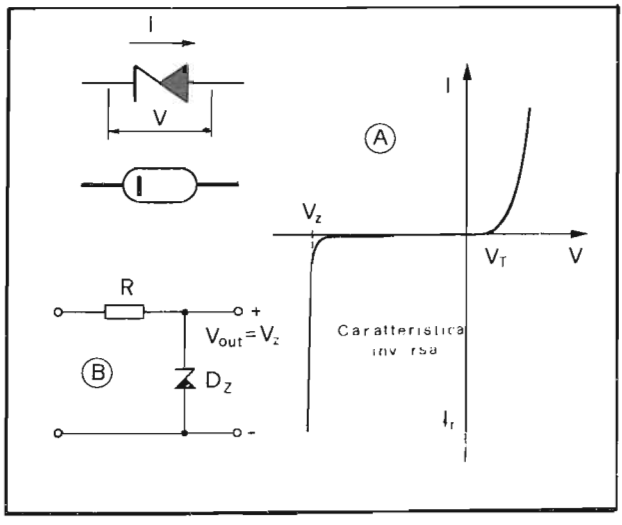


Fig. 1.5 - Diodo Zener: simbolo grafico, caratteristica V-I (A) e circuito di stabilizzazione (B)

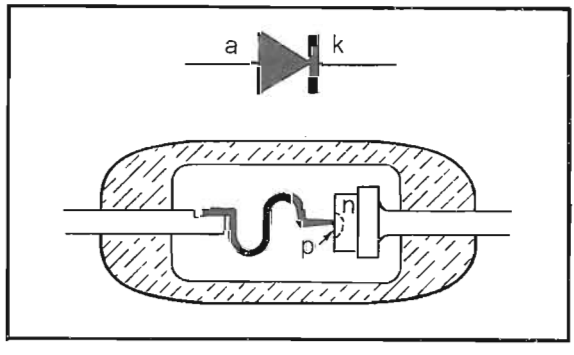


Fig. 1.6 - Diodo a punta di contatto: simbolo grafico e struttura

1.5 - Diodo a punta di contatto

Il diodo a punta di contatto viene costruito ponendo a contatto fra di loro una piastrina di germanio drogato n e un conduttore appuntito sagomato ad *esse*, del diametro di 10 micron, che può essere di tungsteno-molibdeno, di oro-gallio o di alluminio (materiali accettori). Il tutto viene inserito in un tubetto di vetro del quale vengono saldate le estremità (Fig. 1.6). Vengono successivamente fatti passare, nel senso diretto, degli impulsi di corrente intensa, che producono la saldatura della punta alla piastrina; contemporaneamente si ha una migrazione, per diffusione, di atomi del materiale accettore che producono un drogaggio di tipo p in corrispondenza alla superficie di contatto. Viene così a formarsi una micro-giunzione n-p che presenta il notevole vantaggio di possedere una capacità estremamente limitata. Questa proprietà rende i diodi a punta di contatto particolarmente adatti a funzionare in alta frequenza.

1.6 - Diodo PIN

Il diodo PIN è formato da un dischetto semiconduttore a tre strati con drogaggi diversi (Fig. 1.7 A). Gli strati estremi, di tipo p ed n, sono separati da uno strato ad alta resistività, quasi intrinseco (i). Lo spessore di quest'ultimo è compreso tra 10 e 200 micron.

All'aumentare della polarizzazione diretta, applicata alla struttura PIN, risulta considerevole il numero di portatori che vengono iniettati nella zona i, cioè di elettroni pronenienti dalla zona n e di lacune dalla p.

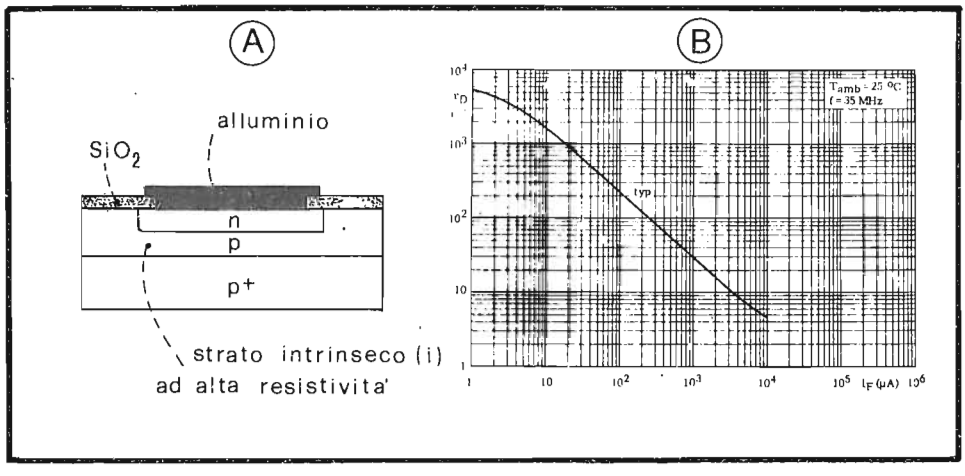


Fig. 1.7 - Diodo PIN: struttura e caratteristica r_D - I_F tipica

A causa dell'alta resistività della zona i, tali portatori non si ricombinano completamente. Questa iniezione di carica ha come conseguenza un abbassamento della resistività della zona i. All'aumentare della polarizzazione diretta decresce quindi la resistenza r_d che il dispositivo presenta ai propri capi. Il legame tra r_d e la corrente diretta di polarizzazione I_F per il diodo PIN BA 379 è rappresentato in Fig. 1.7.B.

Polarizzando inversamente la giunzione si ha formazione di una zona di svuotamento, poiché la tensione applicata cade tutta sullo strato intrinseco i. La tensione inversa di rottura è così determinata dallo spessore e dalla resistività della zona i.

La struttura PIN è largamente usata nei diodi di potenza (a doppia diffusione) in grado di fornire forti correnti (centinaia di ampere) e di sopportare tensioni inverse rilevanti (oltre un migliaio di volt).

A frequenze inferiori a 10 MHz il diodo PIN ha un comportamento molto simile a quello di un normale rettificatore. Al di sopra di tale frequenza, la proprietà di rettificazione cessa a causa delle cariche immagazzinate nella regione intrinseca. Sebbene in questo caso non possa essere utilizzato come rettificatore il diodo PIN trova impiego come resistenza variabile con la tensione applicata. Questa proprietà rende il diodo PIN particolarmente adatto alla costruzione di attenuatori controllati in tensione o corrente, modulatori, commutatori di potenza a RF, circuiti sfasatori e limitatori.

Nei televisori di più recente costruzione i diodi PIN vengono utilizzati come attenuatori controllati in corrente per regolare il livello del segnale d'ingresso allo stadio amplificatore di RF.

La Fig. 1.8 riporta lo schema di un attenuatore a pi-greco realizzato con tre diodi PIN del tipo BA 379.

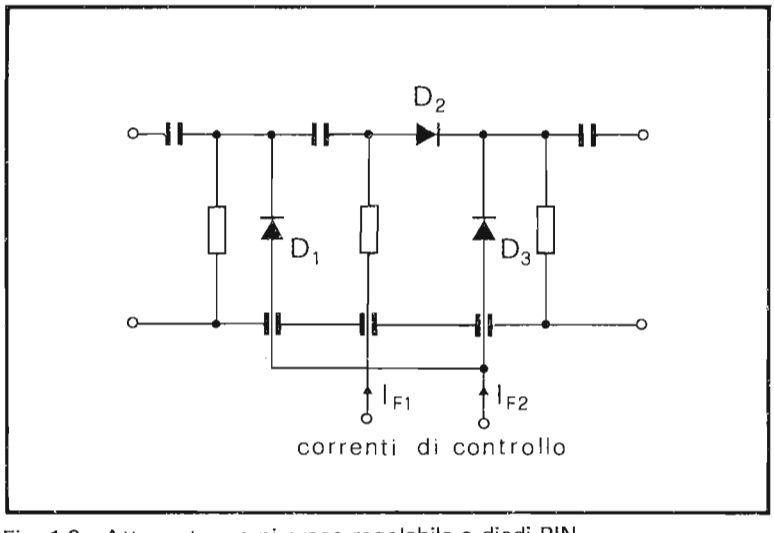


Fig. 1.8 - Attenuatore a pi-greco regolabile a diodi PIN

1.7 - Diodo varicap

Si è già visto che in una giunzione p-n, polarizzata inversamente, viene a formarsi, in corrispondenza alla superficie di separazione delle due zone, un doppio strato di cariche fisse a conducibilità quasi nulla. Il sistema è equivalente ad una capacità: in esso la zona di deplezione costituisce l'isolante e le zone p-n le armature conduttrici. La particolarità interessante è che, al variare della polarizzazione inversa, varia lo spessore del doppio strato e quindi il valore della capacità. La Fig. 1.9 rappresenta il grafico della caratteristica C_j- V_R del diodo varicap ed il relativo simbolo grafico.

I diodi a capacità variabile trovano largo impiego nella sintonia di circuiti accordati, in circuiti di controllo automatico di frequenza, nella regolazione della larghezza di banda in filtri accoppiati capacitivamente, nei modulatori, ecc. In queste applicazioni si sfrutta la dipendenza della capacità di giunzione dalla tensione inversa applicata al diodo. Il circuito equivalente in alta frequenza può essere rappresentato, in modo semplificato, come indicato in Fig. 1.9. Nella stessa figura è pure riportata la relazione che lega il valore della capacità alla tensione inversa applicata. L'esponente n dipende dal processo di fabbricazione del diodo, C_{jo} rappresenta la capacità della giunzione in assenza di polarizzazione.

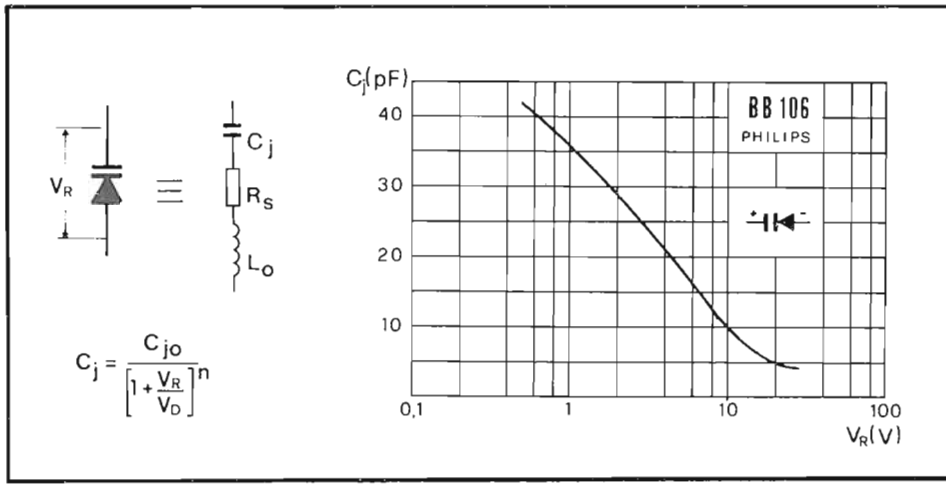


Fig. 1.9 - Diodo varicap: simbolo grafico, circuito equivalente e caratteristica C_j-V_R

La resistenza serie R_s e la capacità C_j dipendono dalla temperatura. La prima diminuisce anche all'aumentare della tensione inversa applicata V_R. Il coefficiente di temperatura della capacità C_j è dovuto alla variazione della tensione di diffusione con la temperatura che vale — 2mV/ °C. Quindi il coefficiente di temperatura è positivo e diminuisce all'aumentare della tensione inversa.

La non linearità della caratteristica C_j- V_R comporta distorsioni del segnale ed una apparente variazione di capacità qualora l'ampiezza del segnale ai capi del diodo sia considerevole in rapporto alla tensione di polarizzazione del diodo.

Con due diodi connessi in controfase si possono ridurre notevolmente queste distorsioni, anche con segnali di ampiezza elevata, in quanto i due diodi vengono pilotati in controfase e le distorsioni si compensano.

1.8 - Diodo tunnel

Il diodo tunnel è un particolare diodo a giunzione nel quale lo spessore del doppio strato di cariche, a causa del forte drogaggio delle zone p ed n, è ridotto a qualche frazione di micron. In questo dispositivo si ha un flusso diretto di corrente anche quando la differenza di potenziale applicata non è riuscita a superare la tensione di soglia V_T. Ciò a causa del fatto che gli elettroni e le lacune hanno probabilità non nulla di attraversare barriere sottili di cariche elettriche. Questo fenomeno, non spiegabile intuitivamente, è detto effetto tunnel.

Al crescere della polarizzazione diretta, la probabilità di attraversare la barriera diminuisce e quindi anche la corrente diretta. Si manifesta così, nella caratteristica V - I, una regione a pendenza negativa A - B (Fig. 1.10) seguita dalla regolare cre-

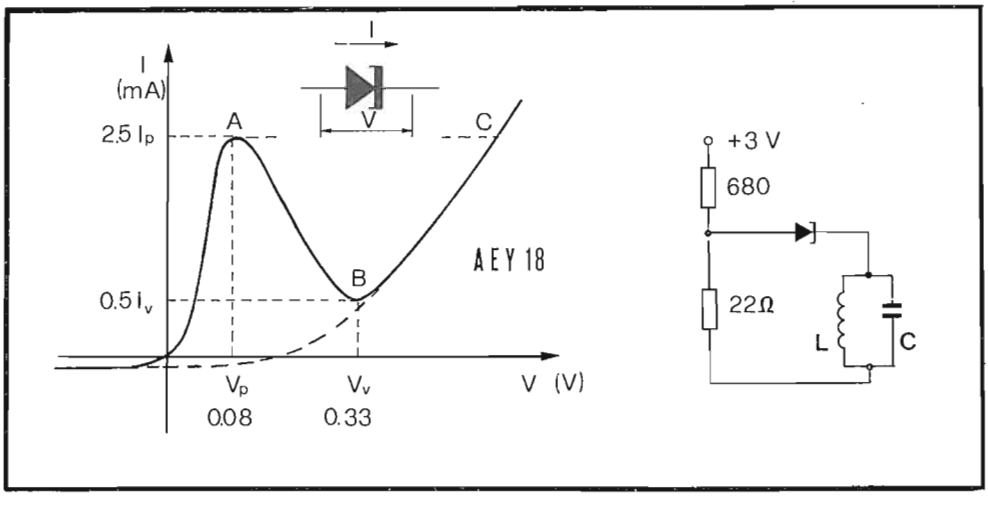


Fig. 1.10 - Diodo tunnel: simbolo grafico, caratteristica V-I e circuito oscillatore

scita B - C corrispondente a quella del diodo a giunzione. Il diodo tunnel nel tratto A - B presenta una resistenza differenziale negativa e quindi può essere usato per produrre oscillazioni. Possedendo inoltre una capacità specifica molto bassa (dell'ordine di 3 - 4 pF/mA) è in grado di oscillare fino a frequenze molto alte (~ 1000 MHz). Per lo stesso motivo può essere usato vantaggiosamente nei circuiti di rapida commutazione: il tempo di commutazione tipico per un diodo tunnel è di 1 nanosecondo.

1.9 - Diodo emettitore di luce (LED - IRED)

Una giunzione p - n, quando viene attraversata da una corrente in senso diretto, emette radiazioni luminose. L'emissione di quanti di luce *(fotoni)* ha luogo quando si ha la ricombinazione di elettroni con lacune, in vicinanza della giunzione. Quando infatti un elettrone si ricombina con una lacuna, esso non fa altro che spostarsi dalla banda di conduzione a quella di valenza. Come si è visto, la banda di valenza è caratterizzata da livelli energetici inferiori a quelli della banda di conduzione. Ciò significa che quando l'elettrone si ricombina con la lacuna perde energia in quantità pari al salto energetico che esso compie. Questa energia viene perduta sotto forma di un fotone che viene così ad avere una lunghezza d'onda determinata dall'entità del salto energetico. Non tutti gli elettroni iniettati nella giunzione si ricombinano con le lacune e perciò il numero di fotoni emessi è inferiore a quello degli elettroni iniettati. Il rapporto tra questi numeri è detto rendimento quantico teorico della giunzione. Inoltre non tutti i fotoni emessi riescono ad emergere dal dispositivo. Una parte di essi viene infatti riassorbita da altri atomi oppure riflessa totalmente dalla superficie di separazione tra il materiale di cui è fatto il dispositivo e l'aria circostante.

Con l'impiego di una superficie di forma sferica quest'ultimo inconveniente può essere minimizzato (Fig. 1.11 A).

Come accennato, la frequenza della radiazione emessa e quindi la sua lunghezza d'onda λ dipendono dal salto energetico tra la banda di conduzione e quella di valenza (band-gap) del materiale impiegato nella costruzione della giunzione. In Fig. 1.11 B è riportata la lunghezza d'onda λ di emissione dei diversi materiali usati nella costruzione dei LED. Da essa si ricava che i LED all'*arsenuro fosfuro di gallio* (GaAs P) emettono luce rossa, quelli al *fosfuro di gallio* (Ga P) emettono luce gialla

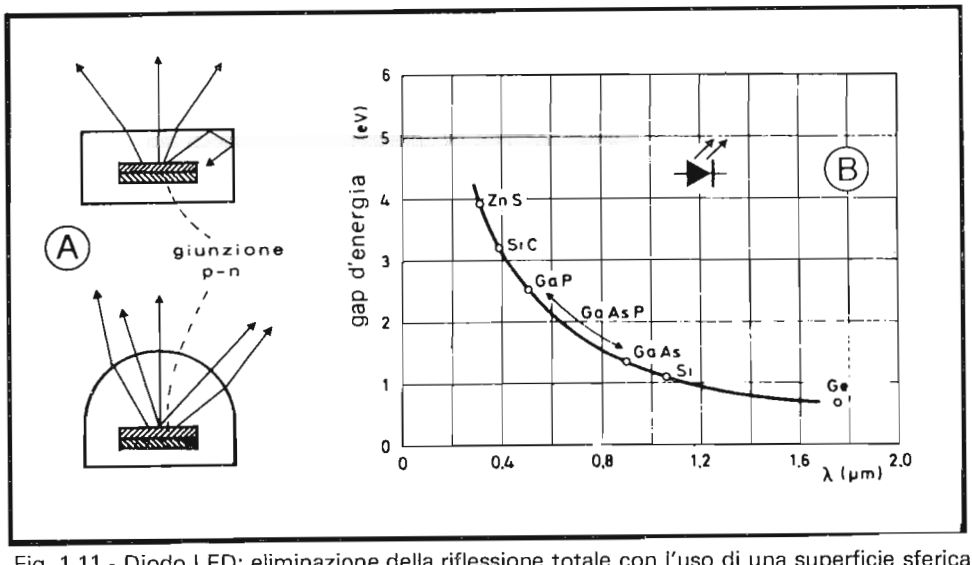


Fig. 1.11 - Diodo LED: eliminazione della riflessione totale con l'uso di una superficie sferica e lunghezza d'onda d'emissione per i diversi materiali

e verde, infine quelli all'*arsenuro di gallio* (Ga As) emettono radiazioni nella regione infrarossa dello spettro.

La Fig. 1.12 riporta le dimensioni del diodo emettitore all'infrarosso (IRED) all'arsenuro di gallio tipo LD 241 della Siemens, assieme al diagramma polare di emissione ed a quello della emissione spettrale relativa. Sempre per tale diodo, l'intensità della radiazione, quando la corrente diretta vale 100 mA, è compresa tra 4 e 10 mW. In questa situazione la dissipazione è di circa 150 mW.

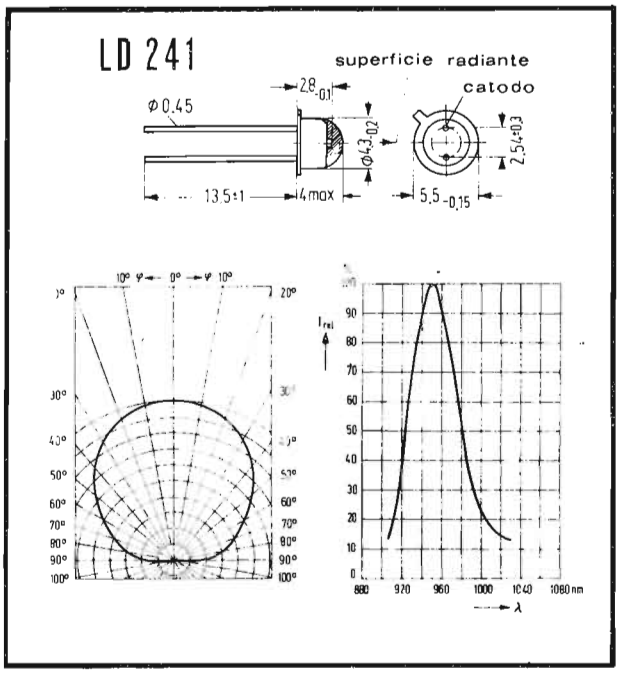


Fig. 1.12 - Dimensioni, diagramma polare di emissione e diagramma dell'emissione spettrale relativa del diodo IRED tipo LD 241 (Siemens)

I diodi emettitori di radiazioni infrarosse (IRED) sono utilizzati in televisione per realizzare telecomandi e per trasmettere l'informazione audio a distanza. In entrambi i casi la radiazione emessa risulta modulata in ampiezza da un segnale sinusoidale modulato a sua volta in frequenza dal segnale che si vuol trasmettere. Nel caso di trasmissione a distanza del suono viene usato un segnale di 100 kHz modulato in frequenza dall'informazione audio disponibile all'interno del televisore.

Sulle applicazioni di questi dispositivi nei televisori si tratterà nei prossimi capitoli.

1.10 - Fotodiodo

Il fotodiodo è un diodo a giunzione nel quale la corrente inversa di saturazione può essere notevolmente accresciuta quando esso viene raggiunto da una radiazione luminosa. L'effetto è facilmente spiegabile se si considera che l'energia, associata alla radiazione, può essere sufficiente per spezzare uno o più legami covalenti, liberando così altrettante coppie lacuna-elettrone che contribuiscono ad incrementare il valore della corrente di saturazione.

Poiché l'energia dei fotoni, che costituiscono la radiazione, è inversamente proporzionale alla lunghezza d'onda segue che, per rompere anche un solo legame, è necessario che essa sia inferiore ad un valore limite, di soglia, λ_T. Questo limite è maggiore per il germanio che per il silicio. Per quest'ultimo risulta $\lambda_T = 1.2$ micron.

Se, in serie al fotodiodo, si collega una resistenza di valore sufficientemente elevato, è possibile rilevare ai suoi capi un incremento di tensione, quando il fotodiodo viene colpito da una radiazione di sufficiente intensità ed appropriata lunghezza d'onda.

Per ottimizzare il rapporto segnale-disturbo, ovvero per ridurre al minimo la corrente di fondo, si ricorre a fotodiodi costruiti con una particolare tecnica detta planare, della quale si parlerà nei successivi paragrafi.

La Fig. 1.13 riporta la sezione di un fotodiodo costruito con tale tecnica. La linea tratteggiata indica il contorno della regione di svuotamento. In assenza di illuminazione si ha una debole corrente dovuta alla rottura termica dei legami covalenti. In presenza di luce vengono formate, nelle zone p ed n, coppie elettrone-lacuna per effetto fotoelettrico. I portatori generati nella regione di carica spaziale vengono estratti immediatamente per la presenza in essa di un intenso campo elettrico; invece i portatori generati nelle zone n e p, possono contribuire alla fotocorrente totale solo se non si ricombinano prima di giungere, per diffusione, nella zona di carica spaziale.

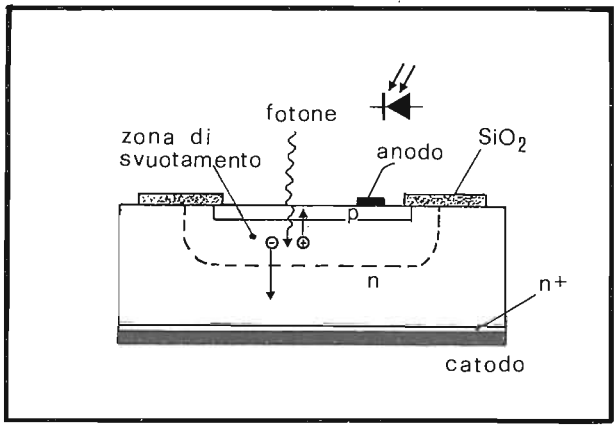


Fig. 1.13 - Struttura di un fotodiodo costruito con tecnica planare.

1.11 - Transistor

Se uniamo tra di loro tre blocchetti di materiale semiconduttore drogato, in modo da formare due giunzioni, realizziamo un *transistor*. Si potranno allora avere transistors n-p-n o p-n-p. I due casi ed i rispettivi simboli sono riportati in Fig. 1.14. I tre blocchetti, nell'ordine, vengono detti *emettitore* (E) *base* (B) e *collettore* (C). Se la giunzione emettitore-base viene polarizzata ed il collettore rimane scollegato, il dispositivo si comporta come un diodo. Di norma la giunzione base-collettore, viene polarizzata inversamente e, direttamente, quella emettitore-base.

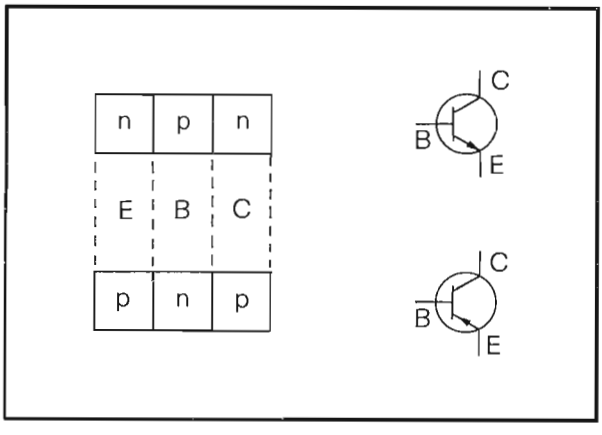


Fig. 1.14 - Struttura di un transistor n-p-n e p-n-p e loro simboli grafici

Il funzionamento del transistor si basa sul fatto che la corrente che circolerebbe nel diodo emettitore-base si chiude in massima parte attraverso la giunzione base-collettore, anche se quest'ultima giunzione è polarizzata inversamente.

Consideriamo un transistor n-p-n. Polarizzando direttamente la giunzione base-emettitore, si ha un'iniezione in base di elettroni ed in emettitore di lacune. Questi portatori maggioritari si ricombinano con le cariche di segno opposto, penetrando in misura maggiore o minore a seconda delle concentrazioni di materiale drogante. Se la base è sottile e molto meno drogata dell'emettitore, allora solo una piccola frazione del numero totale di elettroni, passando attraverso la base, si ricombina con le poche lacune presenti in questa zona: la maggior parte di essi diffonde, attraverso la base, verso il collettore (Fig. 1.15). Ricordiamo a questo punto che in una giunzione p-n polarizzata inversamente circola una debole corrente dovuta esclusivamente ai portatori di minoranza: elettroni in zona p e lacune in zona n. In seguito all'iniezione di elettroni dall'emettitore (zona n) alla base (zona p) si ha un notevole arricchimento di elettroni in quest'ultima, che vanno ad incrementare la

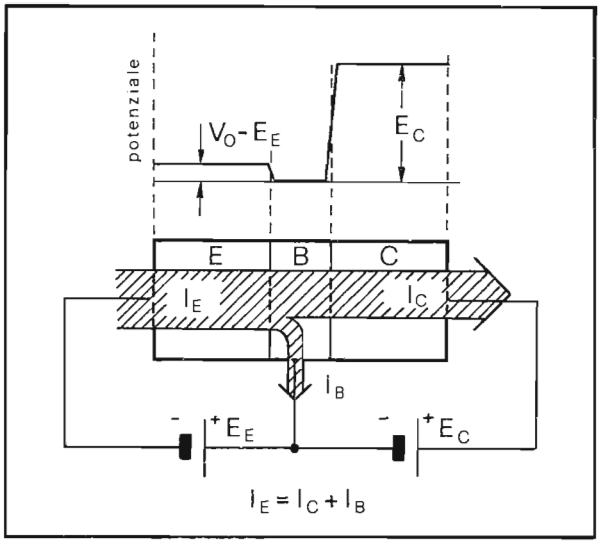


Fig. 1.15-Polarizzazione di un transistor n-p-n, andamento del potenziale al suo interno e distribuzione delle correnti

disponibilità di portatori di minoranza; allora, poiché la base forma con il collettore una giunzione polarizzata inversamente, gli elettroni disponibili incrementeranno considerevolmente la corrente inversa della giunzione *(corrente di collettore)*.

E' ovvio che lo scarso drogaggio della base è condizione indispensabile onde permettere agli elettroni provenienti dall'emettitore di poter passare quasi indisturbati attraverso la base, ossia affinché la corrente di collettore risulti notevolmente superiore a quella di base.

Aumentando la differenza di potenziale applicata alla giunzione base-emettitore, aumenta la corrente di elettroni che viene iniettata in base e, quindi, proporzionalmente il numero di elettroni che si ricombinano dando luogo alla corrente di base; la maggior parte di essi però prosegue indisturbata verso il collettore, contribuendo ad incrementarne la corrente.

Il contrario accade quando la polarizzazione diretta della giunzione base-emettitore viene ridotta.

Un'ultima osservazione: come si è già visto, in una giunzione polarizzata inversamente la corrente (inversa) è praticamente costante e quindi indipendente dalla tensione applicata. Per questo motivo la corrente di collettore di un transistor, che è la corrente inversa della giunzione base-collettore, risulta praticamente indipendente dalla tensione V_{CE} almeno fino a che la stessa giunzione risulta polarizzata inversamente. Da questo punto di vista il transistor, visto dal collettore, può essere rappresentato come un generatore quasi ideale di corrente.

Il legame tra le diverse grandezze elettriche che definiscono il funzionamento del transistor è rappresentato dalle famiglie di curve riportate in Fig. 1.16. Le curve A rappresentano le caratteristiche d'uscita e sono tracciate misurando il valore di I_C al

variare di V_{CE} mantenendo I_B costante. Le curve B rappresentano le caratteristiche di controllo e indicano l'efficacia del controllo della corrente di base su quella di collettore, quando V_{CE} è costante. Per diversi valori di V_{CE} le curve si allontanano di poco e ciò perché la I_C è praticamente insensibile alle variazioni della V_{CE}, come precedentemente osservato.

La curva C rappresenta, infine, una delle caratteristiche d'ingresso e fornisce il legame tra la V_{BE} e la I_B quando la V_{CE} è costante. Al variare della V_{CE} la curva rimane pressoché immutata; questo indica una limitatissima retroazione del circuito di collettore su quello di base.

Il transistor a base comune ha un guadagno di corrente $\alpha = I_C/I_E$ di poco inferiore all'unità, essendo sempre la corrente d'uscita (I_C) minore di quella d'entrata (I_E). Esso presenta un notevole gudagno di tensione dato che la I_E circola entro una giunzione polarizzata direttamente (a bassa resistenza) e quindi sviluppa una piccola caduta di tensione, mentre la I_C attraversa una giunzione polarizzata inversamente (ad alta resistenza) e quindi produce una grande caduta di tensione.

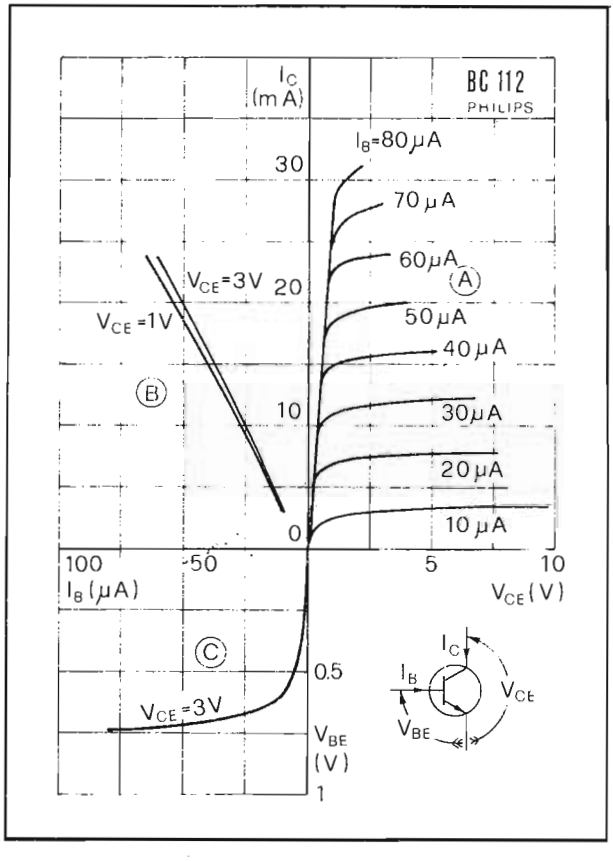


Fig. 1.16 - Caratteristiche d'uscita (A), di controllo (B) e di entrata (C) del transistor BC 112

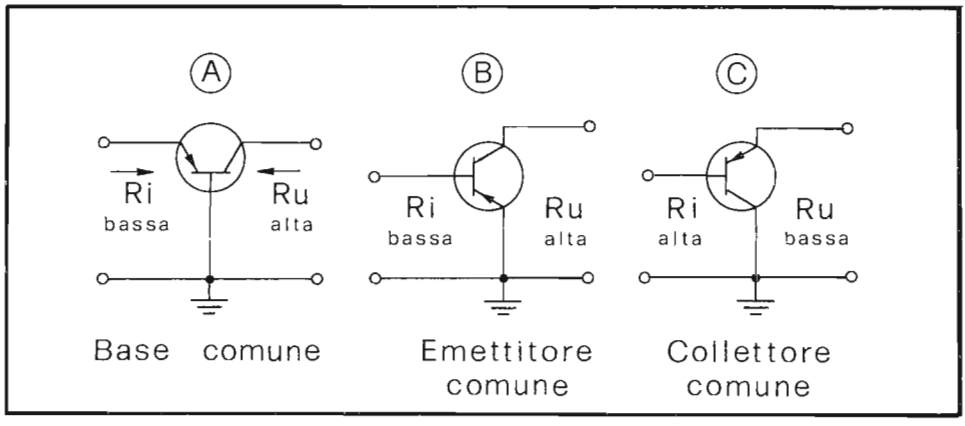


Fig. 1.17 - Configurazioni a base comune (A), emettitore comune (B) e collettore comune (C)

Una configurazione circuitale più vantaggiosa, almeno per quanto riguarda il guadagno di corrente, è quella ad emettitore comune (Fig. 1.17 B). In questo caso, la corrente d'entrata è quella di base, la corrente d'uscita quella di collettore. Il rapporto $\beta = I_C/I_B = \alpha/1 - \alpha \gg 1$ rappresenta il guadagno statico di corrente nella configurazione ad emettitore comune. Nei transistors di piccola potenza, β può oscillare tra 150 e 500. Molto più basso è il suo valore nel caso di transistors di potenza.

Un altro modo di inserire il trasistor nei circuiti è quello a collettore comune (Fig. 1.17 C). Questa connessione è caratterizzata da un'alta resistenza di ingresso e da una bassa resistenza di uscita; il guadagno di corrente è il più alto, mentre quello di tensione si dimostra essere inferiore all'unità.

Quanto detto fin qui per il transistor n-p-n può essere ripetuto per quello p-n-p pur di sostituire, nelle considerazioni precedenti, le lacune con gli elettroni, e invertire il verso delle correnti e delle forze elettromotrici di polarizzazione.

1.12 - Transistors di piccola potenza

In questo paragrafo vengono passate in rassegna alcune delle tecniche costruttive oggi usate per la costruzione dei transistors di piccola potenza.

1.12.1 - Transistors a lega

La Fig. 1.18 riporta la sezione di un transistor p-n-p a giunzione per lega costruito partendo da una piastrina di germanio o silicio di tipo n dello spessore di 50-150 micron, sulle cui facce opposte vengono sistemate due sferette di indio. Riscaldando l'insieme ad una temperatura superiore a quella di fusione dell'indio ma inferiore

a quella di fusione del germanio, l'indio fuso attacca molto rapidamente il germanio che si scioglie formando una soluzione liquida In-Ge. Quest'ultima penetra entro la piastrina di germanio per una profondità che dipende sostanzialmente dalla temperatura. Nella successiva fase di raffreddamento si ha la formazione di una regione di germanio drogato di tipo p che, assieme alla piastrina, costituisce la giunzione p-n.

Variando la durata del processo e la temperatura nella fase di riscaldamento si ottengono spessori di base dell'ordine di 10 micron.

Con questa tecnica vengono costruiti transistors con elevato fattore di amplificazione di corrente (β). Tale proprietà, unitamente ad una bassa tensione di saturazione collettore-emettitore (V_{CEsat}), dovuta alla bassissima resistività della regione del collettore, rendono i transistors a lega adatti ad essere impiegati nei circuiti di commutazione a bassa velocità.

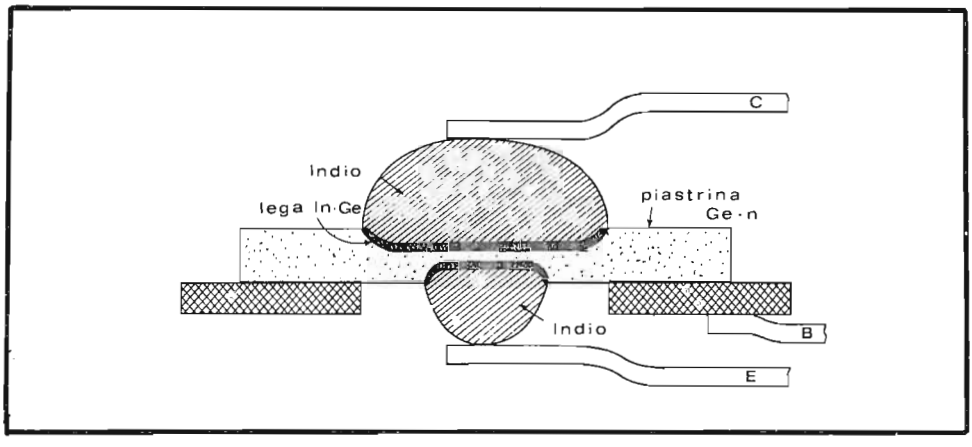


Fig. 1.18 - Struttura di un transistor a giunzione per lega

1.12.2 - Transistors mesa

La tecnica mesa ha permesso la costruzione di transistors per alta frequenza in grado di funzionare in modo soddisfacente fino ai limiti della banda UHF (AF 106, AF 139).

La struttura interna di un transistor mesa al silicio è riportata in Fig. 1.19. Nei dispositivi al germanio si parte da una pastiglia di materiale di tipo p drogato con indio, sulla quale si fanno diffondere vapori di antimonio. In questo modo si realizza uno strato di spessore ben controllato (da 1 a 5 micron) di materiale di tipo n che viene a costituire la base del transistor. Successivamente, per evaporazione sotto vuoto, si depositano delle strisce di oro e alluminio. L'oro realizza i contatti ohmici

di base mentre l'alluminio, con successivo riscaldamento, diffondendo di pochissimo all'interno del germanio-n, viene a formare la zona di emettitore drogata p.

Le connessioni alle strisce di emettitore e di base, vengono effettuate per termocompressione, mediante fili d'oro di alta purezza, del diametro di circa 12 micron.

Nei dispositivi n-p-n al silicio si parte da un dischetto di silicio-n di 2 cm di diametro e dello spessore di 50 micron che permetterà la costruzione di una cinquantina di transistors di media potenza. Mediante riscaldamento, attraverso una delle superfici di base del dischetto, si fa diffondere del gallio (p) per uno spessore di 5 micron. Tale superficie viene parzialmente coperta da una maschera che lascia libera una finestra in corrispondenza alla zona di emettitore. Attraverso di essa si pratica una seconda diffusione con fosforo (n) per uno spessore di 1.5 micron. Si metallizzano quindi le zone diffuse per mezzo di un'altra maschera facendo evaporare sotto vuoto una lega alluminio-argento, per l'uscita di base, ed una lega oro-arsenico per l'uscita di emettitore (n). Queste zone metallizzate di forma rettangolare assicurano un buon contatto con le giunzioni.

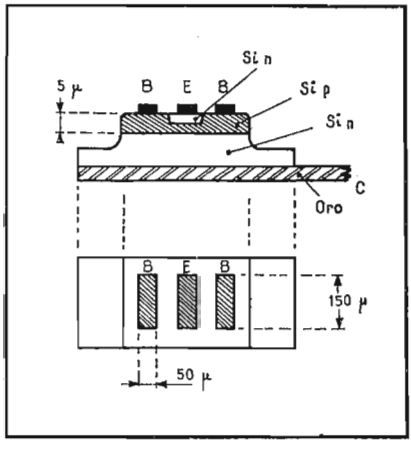


Fig. 1.19 - Struttura di un transistor mesa

Con la struttura mesa si ottiene una base di spessore molto ridotto e una superficie di contatto base-collettore molto limitata che dà luogo ad una bassa capacità collettore-base. I due contatti di base che circondano l'emettitore assicurano un basso valore alla resistenza tra la base ed il contatto esterno, conduzione necssaria per garantire un buon comportamento in alta frequenza dei transistors.

Con la tecnica mesa si possono ottenere anche dispositivi in grado di sostenere tensioni V_{CE} elevate (fino a 150 V) e di dissipare potenze di 1 W a 25°C, con frequenze di taglio a base comune superiori a 100 MHz. Tali dispositivi vengono utilizzati per equipaggiare lo stadio finale video dei televisori.

1.12.3 - Transistors mesa epitassiali

Per la costruzione di transistors utilizzabili nei circuiti di commutazione si ricorre alla tecnica epitassiale. Questa permette di ridurre al minimo possibile sia la resistenza della zona di collettore (assicurando con ciò una bassa tensione V_{CE} di saturazione) che la capacità di collettore, condizione, come si è detto, necessaria per garantire un buon comportamento in alta frequenza (o in commutazione) del dispositivo.

In questo processo di fabbricazione si parte da una lamina di germanio o di silicio fortemente drogata e quindi di bassa resistività. Sopra questa lamina si fa crescere uno strato epitassiale (cioè per deposito da vapore) con lo stesso tipo di drogaggio ma ad alta resistività. Su questo strato vengono fatti diffondere successivamente materiali p ed n per realizzare le zone di base e di emettitore. La descrizione particolareggiata di questa tecnologia viene rinviata al paragrafo dei transistors di potenza.

I transistors epitassiali, sia al germanio che al silicio, hanno alti valori limite di corrente e di tensione, una eccellente risposta alle frequenze molto elevate ed ottime caratteristiche in corrente continua che li rendono applicabili ugualmente negli amplificatori e nei circuiti di commutazione ad ogni livello di potenza.

1.12.4 - Transistors planari e planari-epitassiali

La formazione per diffusione delle zone di emettitore e di base entro piastrine di silicio può essere fatta agevolmente utilizzando come maschera il biossido di silicio (SiO_2). Lo stesso ossido funge da protezione per il materiale sottostante che così rimane integro nelle diverse fasi di lavorazione e, nello stesso tempo, costituisce un isolante elettrico, meccanicamente stabile.

La tecnica planare consiste proprio nella mascheratura della superficie della piastrina di silicio con uno strato di ossido. Asportando con tecniche di fotoincisione

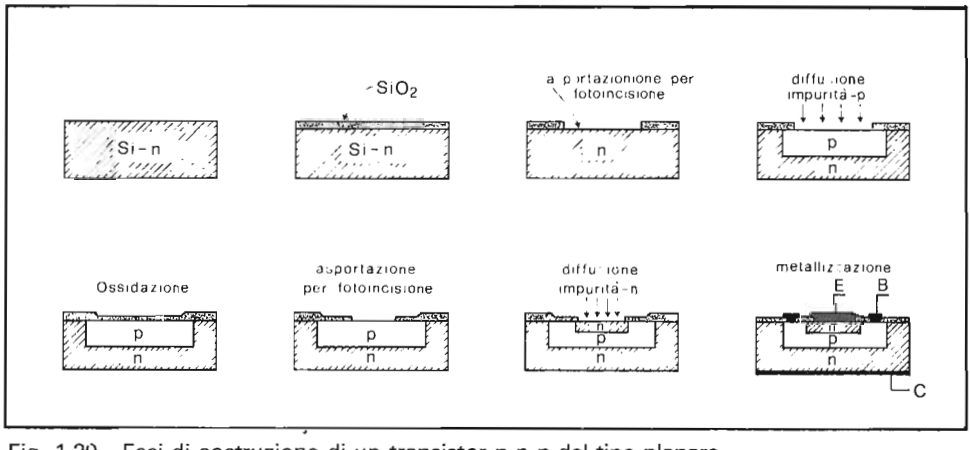


Fig. 1.20 - Fasi di costruzione di un transistor n-p-n del tipo planare

lo strato di ossido protettivo in corrispondenza di aree prestabilite e con forme geometriche anche complesse, è possibile far diffondere impurezze n e p per una profondità prefissata. Ripetendo le operazioni di mascheratura e diffusione si possono formare dei sandwich con spessori ed estensioni precisi.

In questo processo di fabbricazione si parte da una piastrina di silicio-n dello spessore di 0.3 mm. Lo strato di ossido di silicio (1 micron) viene fatto crescere esponendo semplicemente la piastrina di silicio in un'atmosfera ossidante (ossigeno e vapore) ad alta temperatura. Desiderando far diffondere un'impurezza su una determinata area e non altrove, è necessario rimuovere lo strato d'ossido da questa area e lasciarlo inalterato nelle altre parti della piastrina; in tal modo le impurezze penetrano nel semiconduttore soltanto attraverso l'apertura o finestra creata dalla rimozione dell'ossido in seguito ad un processo di fotoincisione.

Ripetendo due volte il procedimento, si formano le zone di base ed emettitore. Successivamente si procede alla metallizzazione delle superfici esterne che costituiscono i contatti delle due regioni. La parte inferiore della piastrina viene quindi dorata e saldata sul piedestallo. Ai contatti di base e di emettitore vengono saldati per termo-compressione dei sottilissimi fili d'oro del diametro di qualche decina di micron; l'altro capo di questi fili viene collegato ai terminali esterni di base e di emettitore del transistor (Fig. 1.21 A).

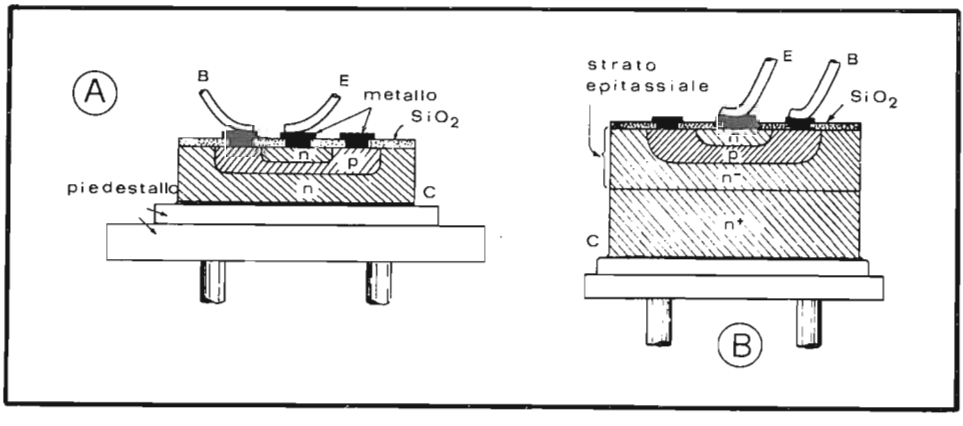


Fig. 1.21 - Struttura di un transistor planare (A) e planare epitassiale (B)

Un notevole miglioramento delle caratteristiche elettriche dei transistors costruiti con tecnica planare potrebbe essere raggiunto riducendo considerevolmente lo spessore della piastrina. Per motivi pratici è impossibile scendere sotto qualche decimo di millimetro: si ricorre perciò alla tecnica planare-epitassiale che permette di

ridurre notevolmente la resistenza interna della regione di collettore.

Si parte da una piastrina di silicio ad alta conducibilità drogato n. Su una delle due superfici viene depositato uno strato sottile (5-20 micron) di silicio-n a bassa conducibilità per crescita epitassiale (cioè da fase di vapore). La lastrina con lo strato epitassiale è quindi sottoposta all'ossidazione ed alle successive operazioni descritte per la costruzione dei transistors planari (Fig. 1.21 B).

Con questa tecnica sono costruiti ad esempio i comuni transistors BC 107, BC 108 e BC 109.

1.13 - Transistors di potenza

I transistors di potenza possono essere realizzati utilizzando tecnologie diverse. A ciascuna tecnica costruttiva corrispondono proprietà elettriche e meccaniche particolari. Nel seguito verranno passate in rassegna le tecnologie principali.

1.13.1 - Transistors a giunzione per lega

La tecnica industriale impiegata per prima per la costruzione di transistors di potenza è quella che produce giunzioni per lega; tali giunzioni sono realizzate partendo da un dischetto di materiale semiconduttore che verrà successivamente a costituire la base del dispositivo. Il metodo consiste nella diffusione di impurità effettuata simultaneamente sulle due facce del dischetto che diverranno l'emettitore ed il collettore. La diffusione delle impurità avviene riscaldando il dischetto in atmosfera controllata fino a che le impurità stesse formano una lega metallica con il semiconduttore. I limiti di penetrazione delle impurità costituiscono le giunzioni del dispositivo.

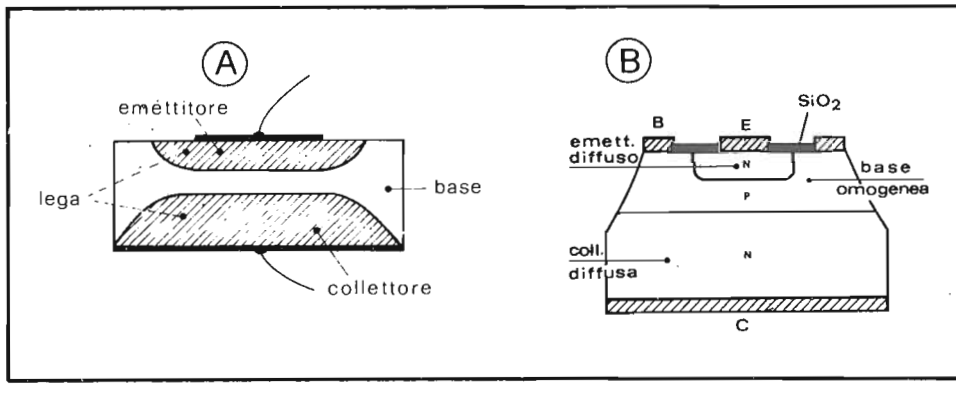


Fig. 1.22 - Struttura di transistor di potenza per lega (A) ed a base omogenea del tipo n-p-n (B)

La Fig. 1.22 A rappresenta la sezione di un transistor realizzato per lega. Il collettore è saldato direttamente su un radiatore al fine di facilitare l'evacuazione del calore che si genera essenzialmente in corrispondenza del collettore stesso.

La resistività del materiale costituente la base dev'essere elevata se si vuole che il transistor possa sopportare tensioni di collettore di alto valore. Questa tecnica era molto usata fino a qualche anno fa: ora è praticamente abbandonata a causa delle caratteristiche elettriche limitate, che con essa si possono raggiungere, e del rilevante costo di fabbricazione.

1.13.2 - Transistors a base omogenea

I transistors a base omogenea *(homobase)* utilizzano una tecnologia costruttiva che bene si addice a grandi produzioni con costi relativamente bassi. Questi transistors vengono costruiti depositando su entrambe le facce di un dischetto di materiale semiconduttore a media resistività uno straterello di impurità droganti. In seguito il sandwich così formato viene riscaldato per un tempo sufficientemente lungo affinché le impurità diffondano profondamente all'interno del dischetto. La diffusione viene arrestata quando le giunzioni di collettore e di emettitore sono separate da una regione di base che presenta uno spessore medio di circa 25 micron.

La Fig. 1.22 B rappresenta la sezione di un transistor n-p-n a base omogenea. Il materiale di partenza è di tipo p; su ciascuna parte di esso sono diffuse impurità di tipo n che costituiranno l'emettitore ed il collettore.

I dispositivi a base omogenea sono piuttosto robusti, presentano infatti tensioni limite piuttosto alte (dell'ordine di 150 V) e basse tensioni di saturazione. La perfetta omogeneità della regione di base permette loro di sopportare, senza alcun danneggiamento, forti impulsi d'energia. Infatti, con questa tecnologia si raggiunge una distribuzione quasi uniforme della densità di corrente in corrispondenza della giunzione base-collettore. L'eccellente ripartizione termica che ne consegue conferisce al dispositivo un'area di sicurezza piuttosto ampia.

1.13.3 - Transistors a base epitassiale

I transistors a base epitassiale sfruttano la tecnica della crescita epitassiale per la realizzazione della giunzione base-collettore. Ricordiamo, al proposito, che la tecnica epitassiale consiste nel deposito per via gassosa (vapore) su un substrato semiconduttore, di una zona n o p: in questo modo lo spessore dello strato drogato può essere determinato perfettamente dal tempo di esposizione. Ciò permette di ottenere un profilo di diffusione ben preciso, irraggiungibile con altre tecniche. La Fig. 1.23 A riporta la sezione di un transistor n-p-n a base epitassiale. Il materiale di partenza è un dischetto di semiconduttore fortemente drogato (quindi a bassa resistività) che servirà da substrato.

Viene quindi depositato con tecnica epitassiale uno straterello omogeneo di materiale poco drogato di tipo p, quindi di polarità opposta. Viene così a formarsi la giunzione base-collettore. In seguito si produce sulla zona p un sottile strato di ossido isolante, riscaldando fortemente il tutto. Su questo strato d'ossido viene praticata una apertura che servirà alla realizzazione, per diffusione, dell'emettitore.

Questa tecnologia permette di realizzare sia transistors n-p-n che p-n-p (quindi anche coppie complementari) piuttosto robusti in grado di condurre forti correnti. La tenuta in tensione è buona per effetto della precisa localizzazione della giunzione base-collettore. I transistors a base epitassiale vengono costruiti con basi di limitato spessore e quindi presentano un buon comportamento in frequenza. In complesso le loro prestazioni sono superiori a quelle dei transistors a base omogenea.

1.13.4 - Transistors a tripla diffusione

I transistors a tripla diffusione sono costruiti utilizzando una tecnologia più complessa di quelle analizzate in precedenza e presentano caratteristiche elettriche nettamente superiori.

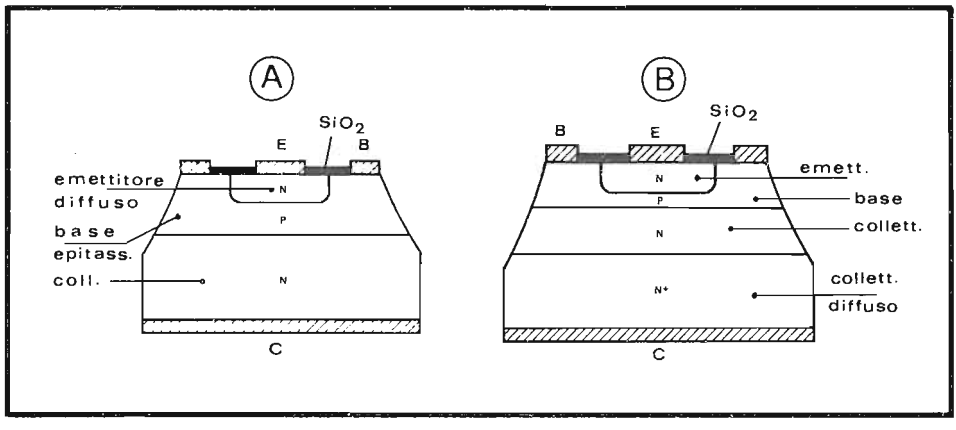


Fig. 1.23 - Struttura di transistor n-p-n a base epitassiale (A) ed a tripla diffusione (B)

Con l'aiuto della Fig. 1.23 B possiamo seguire le varie fasi di costruzione. Il materiale di partenza è un disco di semiconduttore ad alta resistività (n). Sulle sue facce vengono fatte diffondere impurità di segno opposto. Si formano così due zone: la prima (n^+), a bassa resistività, costituirà la zona di collettore diffusa, la seconda (p), ad alta resistività, formerà la zona di base. Dopo un processo di ossidazione mascherata, sulla zona p verranno diffuse impurità di tipo n che costituiranno l'emettitore.

La particolarità di questa tecnologia consiste nella presenza di una zona di collettore a doppio strato n - n^+. La zona n^+, che funge da supporto meccanico, è drogata fortemente al fine di ridurre il valore della resistenza in saturazione. Lo

spessore e la resistività della zona n sono determinati dal valore di tensione di rottura desiderato. Nel caso di forti tensioni lo spessore è tale da influenzare negativamente il comportamento del transistor alla commutazione, rendendolo più lento.

Le caratteristiche dei transistors di potenza a tripla diffusione si possono così riassumere:

- bassa tensione di saturazione e quindi minima potenza dissipata;
- frequenza di transizione elevata (superiore a 10 MHz);
- bassi tempi di commutazione;
- tensione di rottura base-collettore superiore a 1000 V.

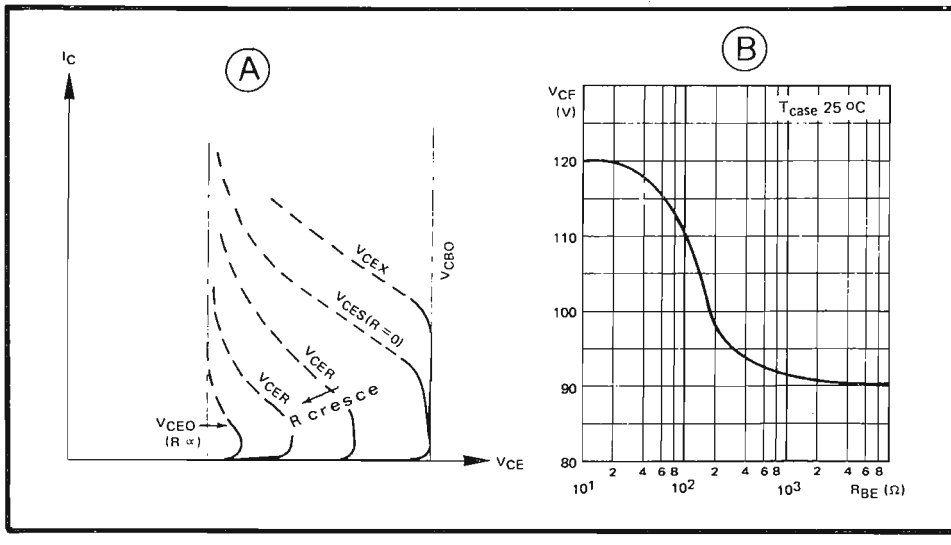


Fig. 1.24 - Comportamento del transistor in corrispondenza al primo break-down (A) e dipendenza della tensione V_{CE} di break-down della resistenza R_{BE}(B)

1.14 - Caratteristiche limite dei transistors di potenza

Un dispositivo a semiconduttore garantisce un funzionamento prolungato nel tempo se non supera i limiti assoluti di utilizzazione imposti dalle sue caratteristiche fisiche. Nel caso di un transistor di potenza, anche se la temperatura massima della giunzione è rispettata, intervengono tre limitazioni: corrente, tensione ed eventualmente secondo break-down.

1.14.1 - Limite in corrente

La definizione di questo limite dipende essenzialmente dal guadagno del transistor. A partire da un certo livello di corrente di collettore non è più possibile, per la base, iniettare portatori in quantità sufficiente per saturare il transistor (cioè in modo tale che la caduta di tensione collettore-emettitore resti inferiore a qualche volt). Ciò porta a fissare un limite I_M (I_{CM} a regime impulsivo) per evitare che il transistor funzioni con una V_{CEsat} troppo elevata. Superando questo valore, considerato come limite assoluto, si espone il dispositivo ad un riscaldamento che può causarne la distruzione.

1.14.2 - Limiti in tensione

I limiti in tensione sono influenzati da diversi fattori: il livello di corrente, lo stato di polarizzazione della giunzione emettitore-base ed il modo di variare della corrente entro il transistor.

Tutte le caratteristiche V_{CE} - I_C del transistor, con circuito di base aperto ($I_B = 0$) o giunzione base-emettitore aperta, presentano teoricamente una zona a resistenza negativa (Fig. 1.24 A) dovuta all'iniezione di cariche da parte dell'emettitore. Dopo aver raggiunto la scarica, la tensione V_{CE} scende, per correnti elevate, al valore V_{SUS} (tensione di mantenimento). I livelli di tensione V_{CE} per i quali ha inizio la scarica (break-down) dipendono principalmente dallo stato di polarizzazione della giunzione base emettitore. Si hanno così, in ordine crescente di valori:

V_{CEO} con base aperta

V_{CER} con base connessa all'emettitore attraverso una resistenza

V_{CES} con base ed emettitore cortocircuitati

V_{CEX} con giunzione base-emettitore polarizzata inversamente da una sorgente specificata, connessa in serie con una resistenza prestabilita.

Il valore di mantenimento V_{CEO} della tensione collettore-emettitore con base aperta è la tensione di break-down più bassa del transistor. Essa determina la tensione limite della superficie di sicuro funzionamento del transistor *(Safety-area)*. Molto spesso i costruttori specificano solo il valore V_{CEO} e forniscono una curva (Fig. 1.24 B) che lega la tensione di break-down alla resistenza posta tra la base e l'emettitore, al variare di quest'ultima da 0 (V_{CES}) all'infinito (V_{CEO}). E' così possibile determinare esattamente il valore limite per V_{CE} in base alla conoscenza delle condizioni operative.

1.14.3 - Limite dovuto al secondo break-down

C'è un altro limite che restringe l'area di sicuro funzionamento del transistor di potenza: il secondo break-down. Si tratta di un fenomeno di instabilità termica localizzato in corrispondenza alla giunzione base-collettore la cui causa principale risiede in una sorta di focalizzazione della corrente. Questa concentrazione si manifesta a livelli di tensione V_{CE} e corrente I_C ben determinati per ciascun tipo di tran-

sistor : esso dipende in primo luogo dalla tecnologia impiegata nella costruzione del dispositivo.

La concentrazione della corrente, cioè la distribuzione non uniforme della densità di corrente iniettata sulla superficie d'emettitore, è favorita dall'applicazione di una V_{CE} elevata, dalla presenza di una base di modesto spessore e da un tasso di impurità decrescente dall'emettitore verso il collettore.

Il secondo break-down si manifesta con una brusca diminuzione della resistenza interna del dispositivo che fa scendere la V_{CE} a pochi decimi di volt mentre, nel frattempo, la corrente cresce bruscamente (Fig. 1.25). Se la corrente non viene limitata, il transistor risulta irrimediabilmente danneggiato.

In genere, nella zona in cui si manifesta il secondo break-down, la potenza dissipabile dal transistor è inferiore a quella determinata dai limiti di temperatura della giunzione e della resistenza termica.

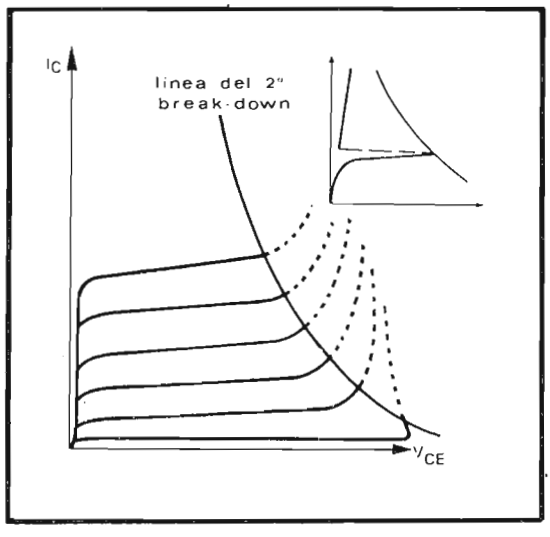


Fig. 1.25 - Comportamento del transistor al secondo break-down

1.15 - Polarizzazione dei transistors

Per la maggior parte delle applicazioni, il comportamento di un transistor è determinato dai valori a riposo di quattro grandezze elettriche: le due d'ingresso e le due d'uscita (V_{BE}, I_B e V_{CE}, I_C nel caso del collegamento ad emettitore comune). Queste quattro grandezze non sono però indipendenti, ma legate tra loro dalle curve caratteristiche del transistor.

In generale il transistor viene fatto funzionare polarizzando direttamente la giunzione base-emettitore ed inversamente quella base-collettore.

Contrariamente a quanto si è visto in Fig. 1.15, questa condizione può essere raggiunta anche facendo ricorso ad una sola batteria. La Fig. 1.26 A si riferisce ad una tale situazione nel caso di un transistor n-p-n a base comune, nel quale la base viene portata ad un potenziale positivo rispetto alla massa grazie all'impiego del partitore R_1-R_2. Poiché l'emettitore si porta ad un potenziale di 0.2 V (Ge) o 0.6 V (Si) superiore (transistor p-n-p) o inferiore (transistor n-p-n) a quello della base, risulterà definita automaticamente la corrente I_E e quindi I_C. I valori di I_C e di R_L stabiliranno infine quello della V_{CE}.

La resistenza R_1 è by-passata con la capacità C_B cosicché, per i segnali, la base risultata collegata a massa.

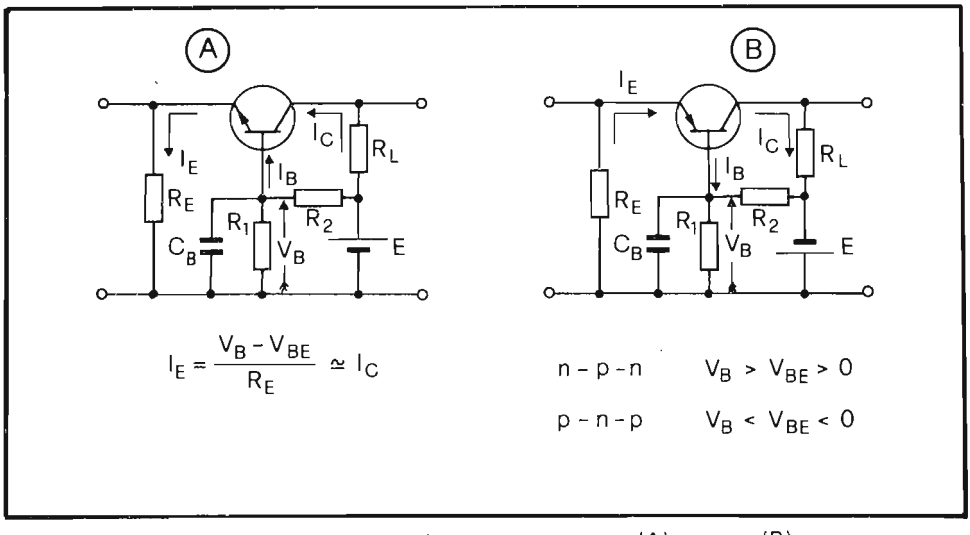


Fig. 1.26 - Polarizzazione di transistor a base comune n-p-n (A) e p-n-p (B)

Per i transistors p-n-p la batteria ha polarità rovesciata: per una corretta polarizzazione il potenziale di collettore dovrà risultare più negativo di quello della base e quest'ultimo poco più negativo di quello dell'emettitore (Fig. 1.26 B).

Un circuito ad una sola batteria può essere anche usato per polarizzare un transistor ad un emettitore comune. La più semplice disposizione circuitale è riportata in Fig. 1.27 A (polarizzazione fissa) e si riferisce ad un transistor n-p-n. In questo caso sia la base che il collettore sono portati ad un potenziale positivo rispetto all'emettitore per mezzo della batteria E.

La R_B è scelta in modo da produrre la desiderata corrente di base I_B.

Questa soluzione presenta l'inconveniente della difficoltà pratica di mantenere il punto di funzionamento prestabilito a causa delle differenze tra transistors e della sensibilità di questi dispositivi alle variazioni di temperatura. Tali problemi vengono

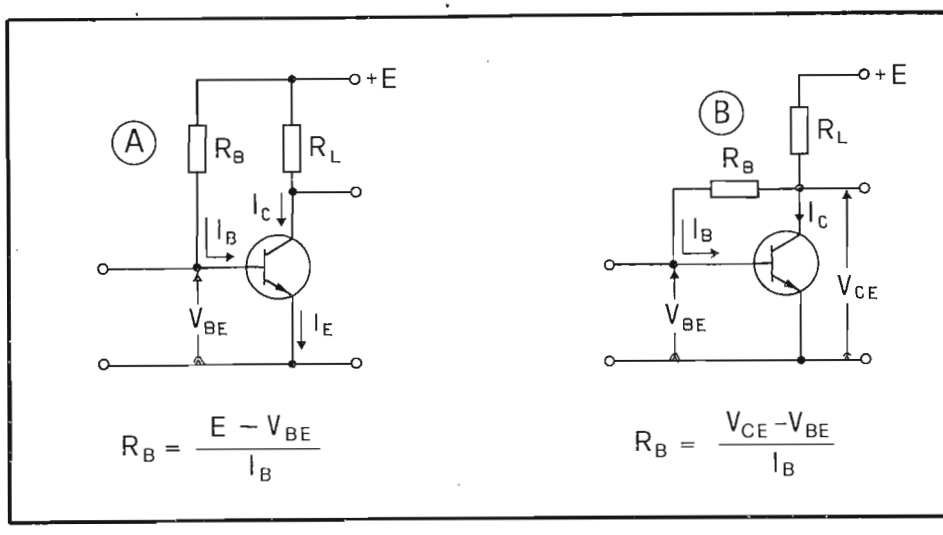


Fig. 1.27 - Polarizzazione di un transistor a emettitore comune senza (A) e con (B) stabilizzazione termica

parzialmente superati con la soluzione circuitale di Fig. 1.27 B. In questo caso la R_B è collegata direttamente tra collettore e base del transistor. Tale connessione aiuta a stabilizzare il punto di funzionamento poiché un aumento o una diminuzione della corrente di collettore produce una corrispondente diminuzione o aumento della corrente di base.

Unico inconveniente è la riduzione di guadagno che si accompagna alla stabilizzazione.

Il circuito di Fig. 1.28 A permette di minimizzare la perdita di guadagno ricorrendo al disaccoppiamento tra ingresso ed uscita, per i segnali, tramite C. Il circuito che presenta una stabilità del punto di funzionamento migliore dei precedenti è riportato in Fig. 1.28 B e corrisponde a quello già descritto per il collegamento a base comune riportato in Fig. 1.26 A. R_1 ed R_2 formano un partitore che fissa il potenziale della base rispetto a massa. Ogni variazione della corrente di collettore produce una variazione nello stesso senso della caduta di tensione su R_E e quindi di segno opposto sulla V_{BE} e nella I_B.

In parallelo a R_E viene posto il condensatore C_E con lo scopo di cortocircuitare tale resistenza alle frequenze del segnale, impedendo così che la reazione, necessaria alla stabilizzazione del punto di funzionamento, si estenda alla frequenza del segnale riducendo il guadagno. Il valore di C_E dipende dalla frequenza di lavoro del circuito e risulta di qualche kpF per le radio frequenze e di qualche μF per le basse frequenze.

In molti casi la rete di polarizzazione può includere elementi speciali per com-

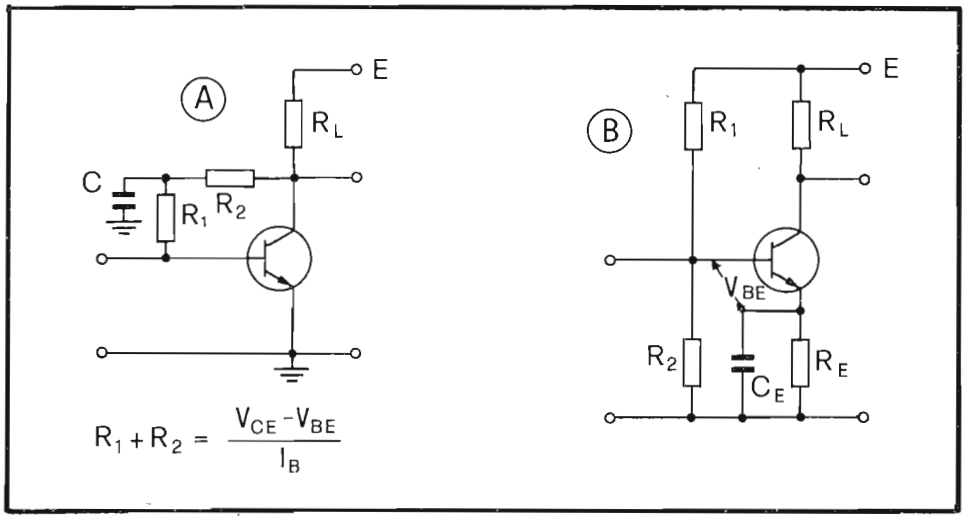


Fig. 1.28 - Polarizzazione di un transistor n-p-n a emettitore comune senza controreazione per i segnali (A) ed a partitore (B)

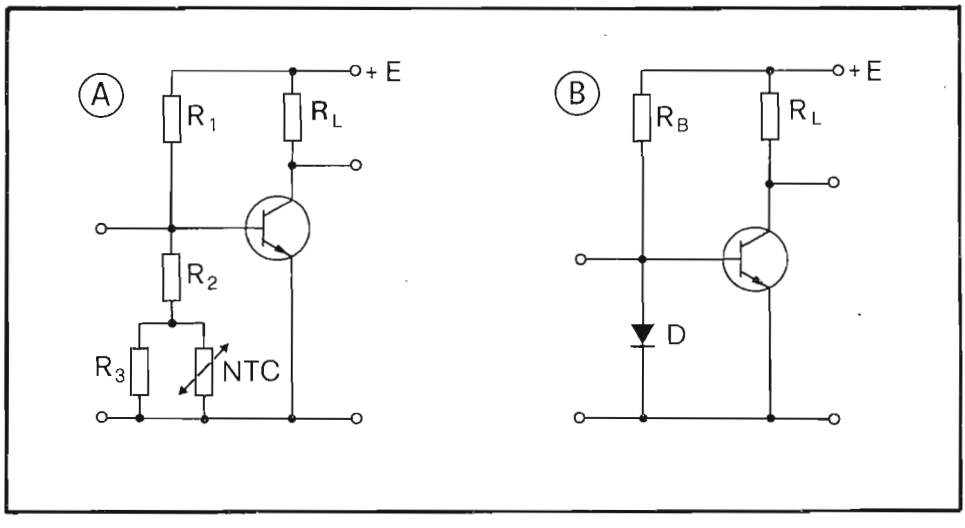


Fig. 1.29 - Stabilizzazione del punto di funzionamento con l'uso di un termistore (A) o di un diodo (B)

pensare le variazioni della temperatura ambiente o della tensione di alimentazione. I termistori (resistenze sensibili alla temperatura) possono essere usati, ad esempio, per compensare il rapido aumento della corrente di collettore con la temperatura. Nel circuito di Fig. 1.29 A, se la resistenza del termistore decresce con la temperatura (NTC) la tensione V_{BE} viene ridotta e quindi la corrente di collettore tende a rimanere costante. L'aggiunta di resistenze in serie ed in parallelo al termistore permette di raggiungere la compensazione ottimale su un intervallo prestabilito di temperatura.

La rete di polarizzazione a diodo (Fig. 1.29 B) stabilizza la corrente di collettore per variazioni sia di temperatura che della tensione di alimentazione. La polarizzazione diretta del diodo D determina ai suoi capi una differenza di potenziale che decresce all'aumentare della temperatura.

La stessa tensione presente ai capi del diodo è applicata alla giunzione base-emettitore. In tal modo al variare della temperatura la V_{BE} varia in senso opposto rendendo praticamente costante la I_C.

Le variazioni della tensione di rete modificano poco la V_{BE} (quindi la I_C) giacché esse risultano presenti praticamente solo ai capi di R_B e non del diodo, ovvero della giunzione base-emettitore del transistor. In pratica tali variazioni sono ridotte di un quindicesimo rispetto al caso di polarizzazione con partitore resistivo o con termistore.

1.16 - Fototransistor

Il fototransistor è un dispositivo a semiconduttore il cui funzionamento corrisponde a quello di un fotodiodo seguito da un amplificatore; la sua fotosensibilità è infatti di circa 100-500 volte superiore a quella di un corrispondente fotodiodo. In esso la corrente di collettore può essere variata agendo sulla intensità della radiazione incidente sulla base. Quando l'intensità è nulla si ha solo una debolissima corrente di collettore dovuta all'amplificazione, di un fattore β, della corrente di saturazione I_{CBO} della giunzione base-collettore polarizzata inversamente. Illuminando quest'ultima giunzione, si ha la formazione di coppie elettrone-lacuna che vanno ad aumentare la corrente inversa I_{CBO} e quindi quella di collettore. Perciò la corrente di collettore di un fototransistor è funzione della fotocorrente della giunzione base-collettore e del fattore di amplificazione .

La Fig. 1.30 riporta la sezione di un fototransistor costruito con tecnica planare. I conduttori di base e di emettitore sono saldati lateralmente per rendere la giunzione base-collettore più accessibile alla luce incidente. La zona di collettore, piuttosto ampia, assicura che la maggior parte dei fotoni incidenti vengano assorbiti, così da contribuire alla fotocorrente.

Nei fotodiodi il legame tra l'intensità della radiazione incidente e quella della fotocorrente risulta praticamente lineare entro ampi intervalli di intensità. Nei fototransistors invece questa linearità si manifesta solo entro piccoli intervalli: ciò è conseguenza del fatto che il guadagno di corrente β in un transistor è funzione della corrente di collettore.

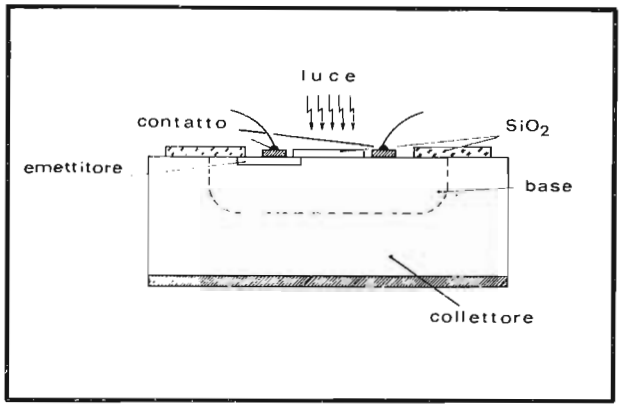


Fig. 1.30 - Struttura di un fototransistor planare

La Fig. 1.31 A riporta il legame tipico tra I_C e V_{CE}, avendo per parametro l'intensità della radiazione incidente (misurata in lux) per un fototransistor.

Poiché la corrente inversa I_{CBO} del diodo base-collettore è amplificata, come la fotocorrente generata sempre nella stessa giunzione, il rapporto segnale/disturbo del fototransistor è lo stesso di un fotodiodo costruito con le stesse tecniche.

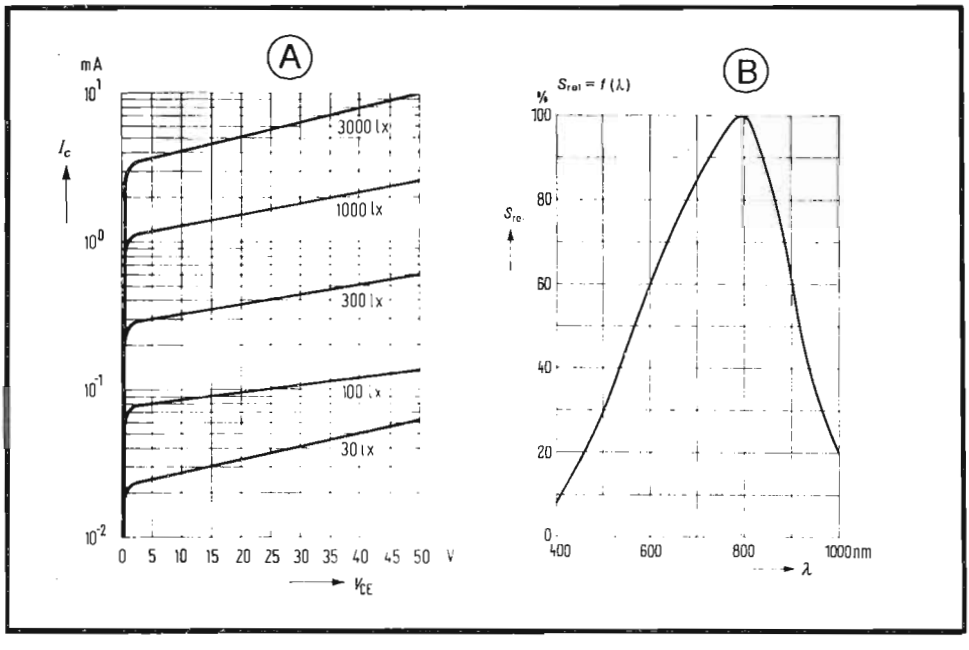


Fig. 1.31 - Caratteristiche d'uscita e andamento della sensibilità spettrale di un fototransistor

1.17 - Transistors ad effetto di campo (FET)

Il transistor ad effetto di campo è un particolare dispositivo a tre terminali che possiede delle caratteristiche d'uscita molto simili a quelle di un pentodo; esso presenta una resistenza d'ingresso molto alta, richiedendo così un pilotaggio in tensione. La resistenza di ingresso è di 100 Mohm nel FET e giunzione e di 10^{10}-10^{14} ohm nel MOSFET.

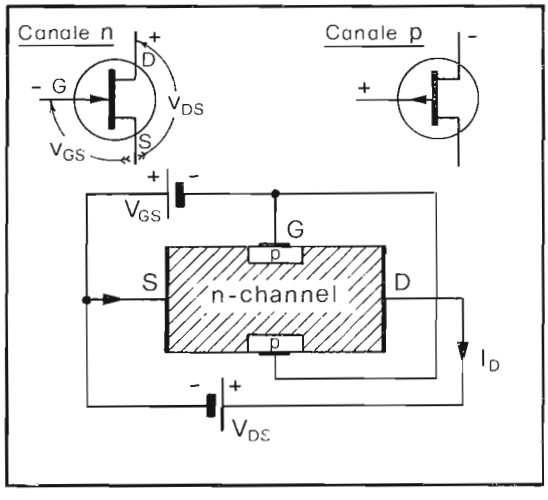


Fig. 1.32 - Struttura del FET a canale n e simboli grafici del FET a canale n e p

In Fig. 1.32 è rappresentata, in modo schematico, la struttura del FET a giunzione a canale n (n-channel) ed il rispettivo circuito di polarizzazione. In questo caso, quello che si chiama canale è una striscia di semiconduttore di tipo n compresa tra due zone di tipo p ad alta concentrazione di impurità. Agli estremi del canale sono applicati gli elettrodi di sorgente *(source)* e raccoglitore *(drain)*. Le due regioni di tipo p collegate tra di loro costituiscono l'elettrodo di controllo *(gate)*. Quando il gate è negativo rispetto al source, allora le due giunzioni p-n sono polarizzate inversamente e, nel circuito esterno, circola solo la corrente inversa di saturazione (molto piccola nel silicio). Si forma inoltre una zona di svuotamento (entro la quale non ci sono cariche libere) che penetra essenzialmente entro il canale, in quanto poco drogato: in tali condizioni la sezione di quest'ultimo viene ridotta (Fig. 1.33 A). Il canale si comporta quindi come una resistenza che cresce al decrescere di V_{GS}. All'aumentare della tensione V_{DS}, si ha progressivamente una deformazione della regione di svuotamento che porta ad una strozzatura sempre più forte del canale verso il drain (dovuta alla caduta di tensione lungo il canale stesso che

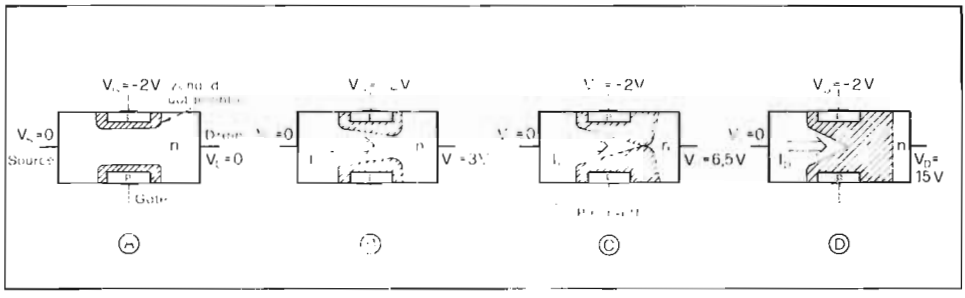


Fig. 1.33 - Deformazione della regione di svuotamento al variare della V_{DS} in un FET a giunzione a canale n

cresce verso il drain, Fig. 1.33 B e C) e quindi il congiungimento delle due zone di deplezione (Fig. 1.33 D).

Questa è la condizione di chiusura del canale *(pinch-off)* per la quale la corrente di drain non cresce all'aumentare della V_{DS} in quanto l'aumento della resistenza elettrica del canale compensa quello della V_{DS}. Gli elettroni iniettati dalla sorgente vengono attirati verso la zona di deplezione che è costituita da cariche fisse positive e quindi, seguendo le linee di forza del campo elettrico, si avviano verso l'elettrodo di drain, formando così la corrente di drain I_D. Se la V_{GS} diviene meno negativa, si ha una riduzione della profondità della zona di svuotamento; quindi, a parità di V_{DS}, circola una I_D maggiore.

La famiglia di caratteristiche di uscita e quella di ingresso di un transistor ad effetto di campo, a canale n, sono riportate in Fig. 1.34.

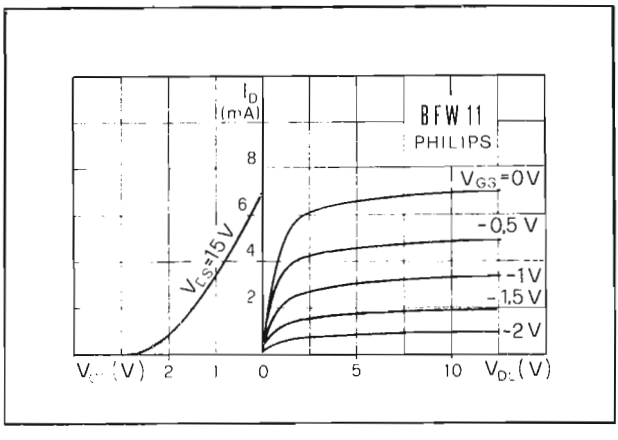


Fig. 1.34 - Caratteristica d'ingresso e d'uscita del FET a canale n BFW 11

Il FET a giunzione può, analogamente a quanto visto per i transistors, essere collegato a source comune, a gate comune e a drain comune. La polarizzazione del FET è fatta in modo analogo a quella delle valvole. Per rendere il gate negativo rispetto al source, si può ricorrere all'analogo della polarizzazione catodica, nel caso delle valvole, inserendo una resistenza tra source e massa come indicato in Fig. 1.35.

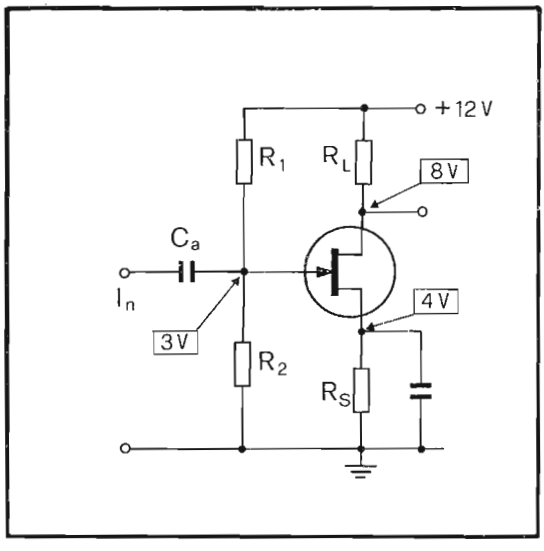


Fig. 1.35 - Esempio di polarizzazione di un FET a canale n

1.18 - MOSFET

Per rendere ancora più grande il valore della resistenza d'ingresso, si ricorre al MOSFET; tale aumento è ottenuto senza la necessità di polarizzare inversamente una giunzione.

La struttura di un MOSFET a canale n è riportata in Fig. 1.36. L'elettrodo di gate è isolato dalla giunzione, che modifica lo spessore del canale, con dell'ossido di silicio (SiO_2). Per questo motivo la resistenza d'ingresso è elevatissima. Lo spessore del canale può essere ridotto rendendo positivo il gate rispetto al source: in questo caso, vengono indotte cariche negative sulla superficie del substrato affacciata all'ossido, che respingono, allontanandoli, i portatori di maggioranza della zona p; si forma così una zona di svuotamento tra source e drain riempita con cariche negative. In queste condizioni tra source e drain può circolare corrente, perché le due zone n sono collegate tra loro da un canale indotto sempre di tipo n *(MOSFET*

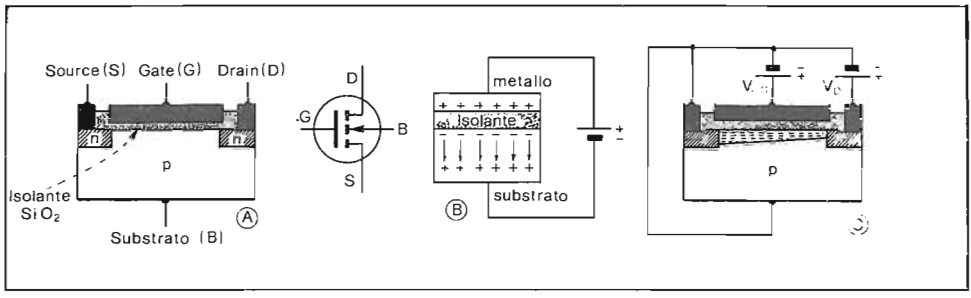


Fig. 1.36 - Struttura, simbolo grafico e principio di funzionamento del MOSFET-Enhancement a canale n

Enhancement a canale n). Al variare della V_{GS}, varia la profondità del canale e quindi la corrente di drain. Poiché la V_{GS} si distribuisce lungo il canale, la profondità di quest'ultimo risulterà minore nelle vicinanze del drain. Con un'ampiezza sufficiente della V_{DS}, si raggiunge il pinch-off e, come nel caso del FET, in queste condizioni la corrente di drain è quasi indipendente da V_{DS}.

La Fig. 1.37 riporta la famiglia di caratteristiche d'uscita di un MOSFET Enhancement a canale n.

Invertendo i drogaggi e le polarità si ottiene un MOSFET Enhancement a canale p.

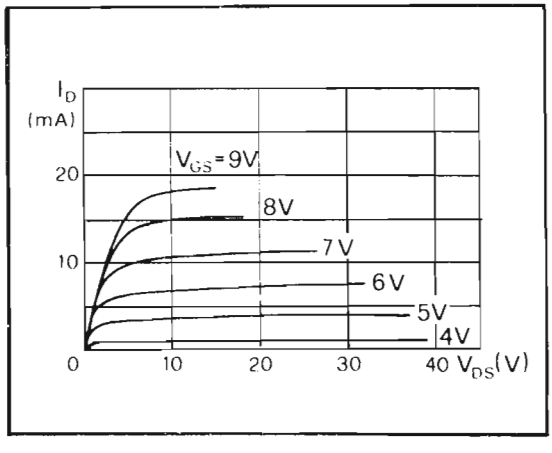


Fig. 1.37 - Caratteristiche d'uscita di un MOSFET-Enhancement a canale n

Un altro tipo di FET è il *MOSFET Depletion.* In Fig. 1.38 A è riportata la struttura di un tale dispositivo a canale n, che differisce dal precedente solo per il fatto che un canale n è già formato, in fase di costruzione, in prossimità dello strato di ossido di silicio. Applicando una V_{GS} positiva, si accresce la sezione del canale (Enhancement-mode); applicando invece una V_{GS} negativa, se ne riduce lo spessore (Depletion-mode), poiché la carica indotta è positiva. Ciò comporta una riduzione della corrente di drain. Anche in questo caso, invertendo i drogaggi e le polarità si ottiene un dispositivo complementare che è detto MOSFET Depletion a canale p.

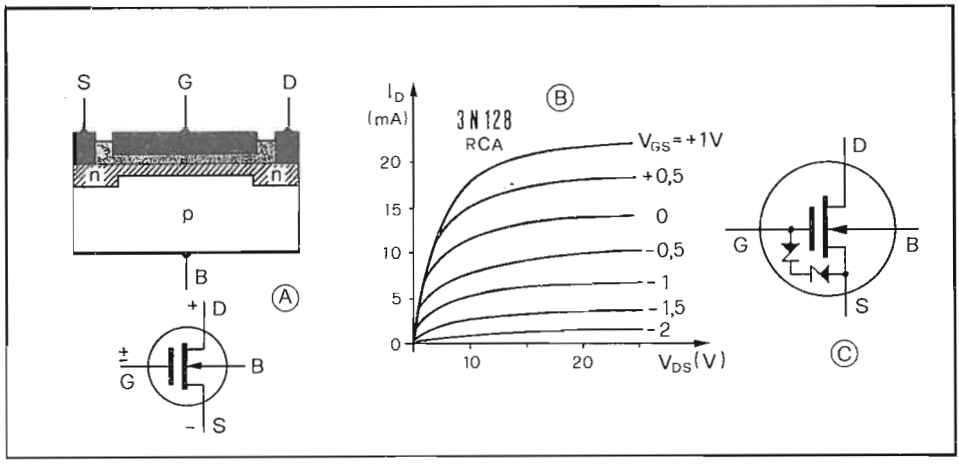


Fig. 1.38 - MOSFET-Depletion a canale n: struttura e simbolo grafico (A), caratteristiche d'uscita del 3N 128 (B) e simbolo del MOSFET-Depletion a canale n protetto (C)

I MOSFETs dei quali si è trattato risultano particolarmente delicati, nel senso che una quantità di cariche eccessiva, che dovesse pervenire al gate, ne produrrebbe un danneggiamento irreparabile. Queste cariche possono essere trasmesse al gate anche nella fase di montaggio; tipico è il caso di perforazione dovuta alla corrente di perdita del saldatore. Per questo motivo il montaggio viene fatto mantenendo cortocircuitati tra di loro i fili di collegamento agli elettrodi; questa connessione viene tolta solo a montaggio ultimato. Da alcuni anni vengono costruiti MOSFETs protetti, assai meno delicati dei loro predecessori. In questi dispositivi vengono integrati, sulla stessa piastrina, due diodi Zener in controfase (Fig. 1.38 C) che scaricano l'eccesso di cariche, quando il source supera una certa tensione rispetto al gate (generalmente ±10 V).

Esistono in commercio anche dei MOSFETs a doppio elettrodo di comando (dual-gate MOSFET) con due gate, fra loro isolati. Il dispositivo è equivalente a due MOSFETs collegati in serie, cosicché la corrente di drain viene a dipendere da entrambe le tensioni applicate ai due terminali di gate. Quando il secondo gate viene mantenuto a potenziale costante rispetto al source, si stabilisce una regione equipotenziale, tra gate 1 e drain, che si comporta come schermo elettrostatico. In questo modo il dispositivo presenta una capacità di reazione C_{GD} dell'ordine di 0.02 pF e può essere usato come amplificatore fino a frequenze UHF, senza richiedere la neutralizzazione.

1.19 - Transistor unigiunzione (UJT)

Il transistor unigiunzione è un dispositivo a semiconduttore a tre terminali (Fig. 1.39): l'*emettitore* (E), la *base 1* (B_1) e la *base 2* (B_2). Una barretta di silicio-n presenta al centro una giunzione n-p che fa capo all'emettitore. Le due estremità della barretta sono collegate alle basi. Quando tra queste ultime è applicata una differenza di potenziale V_{BB}, tra il punto A e massa sarà presente una tensione ηV_{BB}, dove η è il cosiddetto rapporto intrinseco *(stand-off ratio)* che assume valori compresi tra 0.45 e 0.80.

Quando la tensione E_E supera il valore V_{AB1} il diodo diventa conduttore e quindi viene attraversato da una corrente che si chiude a massa tramite la resistenza R_{B1}. In seguito a ciò, si ha, nella zona n, un'iniezione di lacune che, aumentandone la conducibilità, diminuisce il valore di R_{B1} e quindi produce un ulteriore incremento del valore di I_E.

La curva caratteristica V_E-I_E di un transistor unigiunzione è indicata in Fig. 1.40 . Ivi si nota un tratto a resistenza negativa, compreso tra le tensioni di *picco*

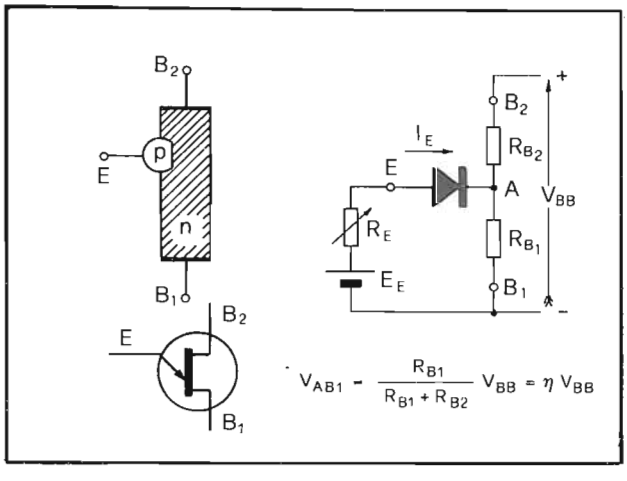


Fig. 1.39-Transistor unigiunzione: struttura, simbolo grafico e circuito equivalente

(V_P) e di *valle* (V_V), che può essere utilizzato per la generazione di oscillazioni.

Sempre in Fig. 1.40 è riportato il circuito d'impiego tipico del transistor unigiunzione, per la produzione di tensioni a dente di sega o impulsive. Il condensatore C si carica attraverso R alla tensione E. Quando ai suoi capi si stabilisce la tensione ηE, si ha la rapida scarica attraverso il diodo E-B_1 e le resistenze R_{B1} e R_1. Su quest'ultima si forma così un picco positivo di tensione. A scarica avvenuta, il transistor si blocca ed il processo di carica di C riprende da capo.

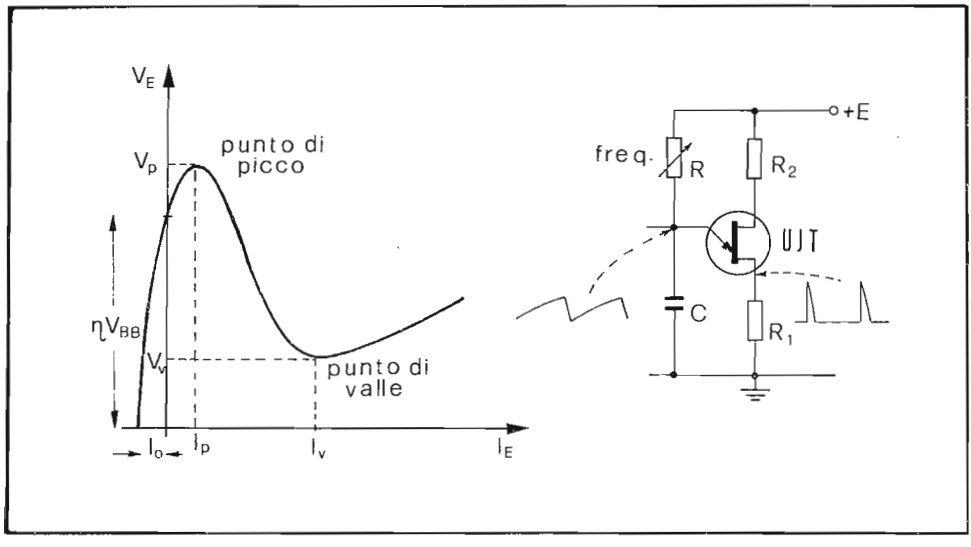


Fig. 1.40 - Caratteristica V_E-I_E di un UJT e circuito per la produzione di tensioni a dente di sega

1.20 - Rettificatore controllato al silicio (SCR) o tiristore

Essenzialmente un tiristore è un diodo nel quale è possibile controllare esternamente la corrente che lo attraversa. In Fig. 1.41 è riportata la struttura ed il simbolo del tiristore. Si tratta, come si vede, di un dispositivo a 4 strati drogati alternativamente p-n in modo da realizzare tre giunzioni, J_1, J_2 e J_3.

Esistono diversi metodi per portare in conduzione un tiristore. Quello più usato comunemente consiste nell'applicare un impulso positivo all'elettrodo di controllo, *gate* (G), che fa capo alla zona p_2. Quando la zona p_1, *anodo* (A), viene resa positiva rispetto alla zona n_2, *catodo* (K), le giunzioni J_1 e J_3 risulteranno polarizzate direttamente e la giunzione J_2 inversamente. La zona di svuotamento, in corrispon-

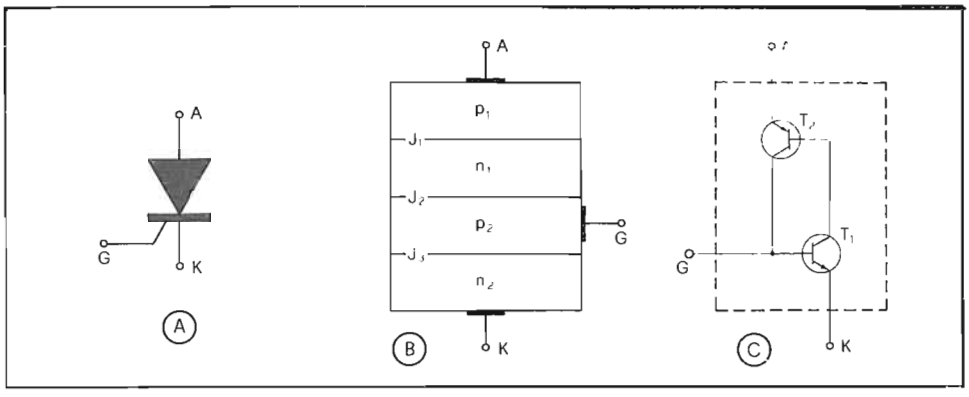


Fig. 1.41 - Simbolo, struttura e circuito equivalente dell'SCR

denza alle giunzioni J_1 e J_3, risulta allora molto sottile mentre tende ad ampliarsi quella in corrispondenza a J_2 (Fig. 1.42 A). In questo modo quasi tutta la tensione applicata viene a cadere sulla zona si svuotamento della giunzione J_2. Se tale tensione è sufficientemente bassa, ne consegue una debole corrente fra anodo e catodo, che praticamente coincide con la corrente inversa di saturazione della giunzione J_2.

A questo punto, se applichiamo all'elettrodo di gate una tensione positiva rispet-

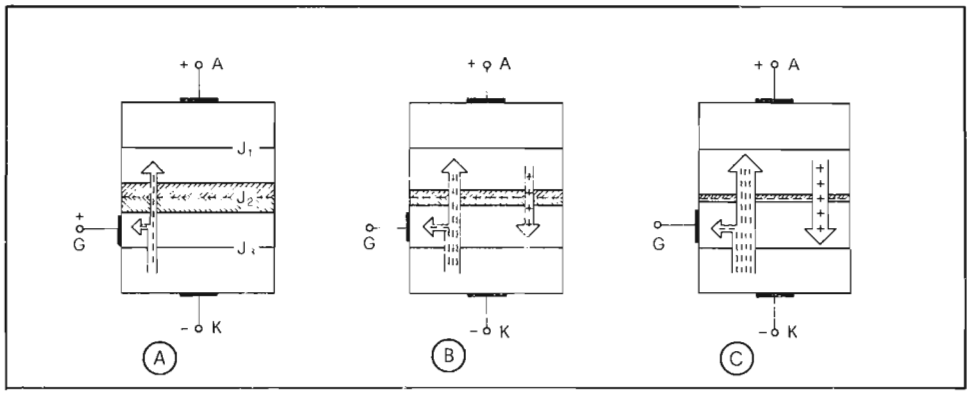


Fig. 1.42 - Innesco dell'SCR con gate positivo

to al catodo, la giunzione J_3, già debolmente polarizzata in senso diretto dalla tensione anodo-catodo, risulterà ancor più polarizzata e quindi verrà attraversata da una corrente diretta verso il gate, dovuta all'iniezione di elettroni dalla zona n_2 alla zona p_2.

Osserviamo ora che le due giunzioni J_2 e J_3 possono essere pensate come un transistor (T_1) n-p-n e, analogamente, J_1 e J_2 come un transistor (T_2) p-n-p (Fig. 1.42 C). La frazione di elettroni che viene iniettata in p_2 diffonderà in n_1 dando luogo ad una corrente che attraversa la giunzione J_2. Questa iniezione di cariche ha l'effetto di diminuire la resistività della zona di svuotamento, posta a cavallo della giunzione J_2, polarizzata inversamente. Diminuisce così la caduta di tensione su J_2 e aumenta quella su J_1 e J_3. Il primo effetto è la conduzione del transistor equivalente T_1 e, quindi, l'iniezione di una corrente di lacune dalla zona p_1 alla zona n_1. Quest'ultima, comportandosi da base aperta di T_1, non intrappola le lacune e quindi permette loro di diffondere indisturbate in p_2. Viene così a ridursi ulteriormente la resistività della giunzione J_2 e quindi ad aumentare, per i motivi detti, la corrente di lacune e quelle di elettroni, ovvero la corrente totale. A questo punto, il succedersi di tali fenomeni subisce una forte accelerazione (effetto cumulativo) per cui l'ormai debole barriera offerta da J_2 al passaggio delle cariche verrà, in brevissimo tempo, definitivamente abbattuta. Di conseguenza, nel tiristore circolerà una corrente molto intensa, formata da lacune e da elettroni e limitata solo dai componenti del circuito esterno.

L'elettrodo di gate, una volta che il tiristore è stato portato in conduzione, non potrà influire sull'andamento della corrente che ora lo attraversa, nemmeno invertendo la polarità della tensione applicata tra gate e catodo. Ciò significa che la tensione positiva applicata tra gate e catodo può anche essere costituita da un impulso la cui durata minima deve però essere sufficiente a garantire che la corrente principale raggiunga un valore denominato *corrente di mantenimento* (I_H).

L'unico modo per bloccare o estinguere la corrente principale del tiristore è quello di ridurre la tensione ai suoi capi fin tanto che risulta inferiore al valore della tensione di mantenimento. Quando il tiristore è alimentato da una tensione alternata (per esempio la tensione di rete) tale bloccaggio avviene automaticamente ad ogni passaggio per lo zero della tensione di rete.

Un altro modo per rendere conduttore il tiristore è quello di applicare una tensione V_{AK} positiva sufficientemente forte da causare l'effetto valanga. In questo modo le cariche elettriche che danno luogo alla corrente diretta con il tiristore bloccato vengono sufficientemente accelerate, dall'intenso campo elettrico che viene a stabilirsi, da produrre la rottura di legami covalenti. La crescita della corrente diretta è la condizione richiesta perché abbia luogo l'effetto cumulativo e quindi il passaggio in forte conduzione del tiristore.

La Fig. 1.43 riporta le caratteristiche V_{AK}-I_A del tiristore per diversi valori della corrente di gate I_G. La curva data per $I_G = 0$ si riferisce ad un tiristore portato in conduzione solo in seguito all'applicazione di una tensione diretta tale da dare origine dell'effetto valanga. Le altre due curve si riferiscono invece al tiristore portato in conduzione da correnti I_G di valore diverso. Si osserva che, all'aumentare di I_G, decresce il valore di V_{AK} richiesto per il passaggio in conduzione. Una volta che il tiristore risulta innescato, la tensione V_{AK} presente ai suoi capi risulta essere sensibilmente costante e di basso valore.

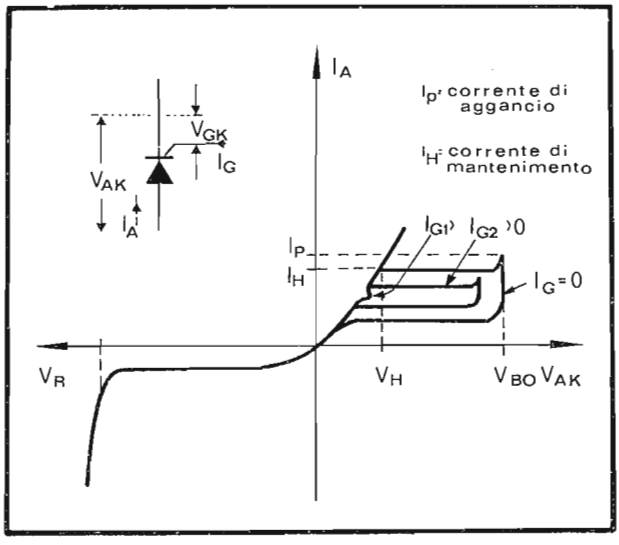


Fig. 1.43-Caratteristica I_A-V_{AK} dell'SCR

Oltre ai parametri comuni agli altri semiconduttori ve ne sono alcuni che caratterizzano in particolare gli SCR.

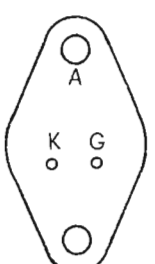
t_q : *tempo di spegnimento dopo l'eliminazione della corrente anodo-catodo.* Se, dopo l'eliminazione della corrente anodo-catodo, viene applicata una tensione positiva all'anodo prima che sia trascorso un determinato tempo minimo (t_q), il dispositivo passa di nuovo in conduzione.
Il tempo t_q limita quindi il campo di frequenza nel quale l'SCR è utilizzabile.

di/dt : *velocità critica di crescita della corrente in stato di conduzione.* Quando l'SCR inizia a condurre, la corrente passa da zero al valore di regime in un determinato tempo; se questo avviene troppo rapidamente, la corrente, che comincia a scorrere in una zona limitata del catodo, non riesce a propagarsi con sufficiente rapidità e l'elevata densità di corrente in quella zona produce la fusione localizzata del catodo stesso distruggendo il dispositivo.

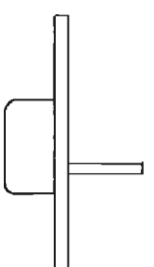
dv/dt: *velocità critica di crescita della tensione in stato di interdizione.* Se la velocità di crescita della tensione anodo-catodo in senso diretto supera un dato valore critico, l'SCR può passare in conduzione anche senza impulso di comando sul gate. Ciò è dovuto a correnti capacitive attraverso le giunzioni provocate dal rapido aumento della tensione.
Una rete RC collegata tra anodo e catodo può migliorare o eliminare questo inconveniente.

In tabella sono riportati i valori più caratteristici di una famiglia di tiristori veloci della ITT (Intermetall) adatti ad essere impiegati negli stadi di deflessione orizzontale di ricevitori TV in bianco e nero e a colori. Oltre al già citato impiego nei circuiti di deflessione di riga in televisione, i tiristori vengono talvolta usati nei circuiti di alimentazione.

tipo	tensione massima del picco periodico in senso diretto V_{DRM} (V)	corrente ripetitiva di picco I_{TRM} (A)	massimo picco non periodico di corrente diretta I_{TMS} (A)	tensione d'innesco a $I_G=0$ V_{BO} (V)	caduta di tensione diretta V_T (V)	corrente diretta in bloccaggio I_D (μA)	corrente di gate I_{GT}(mA)	tensione di trigger V_{GT} (V)	corrente di mantenimen. I_H (mA)
BT 119	700	12	85	750	2.2	30	15	1.8	30
BT 120	700	22	85	750	2.2	30	15	1.8	30
BT 121	500	10	85	750	2.2	30	15	1.8	30



TO-66



1.21 - Transistor unigiunzione programmabile (PUT o SCS)

Il transistor unigiunzione programmabile è un dispositivo a 4 strati che fanno capo ad altrettanti elettrodi e cioè: anodo (A), catodo (K), gate anodico (G_2) e gate catodico (G_1). Sostanzialmente esso differisce dal tiristore solo per l'aggiunta di un elettrodo alla zona n_1 (Fig. 1.44). La circolazione di corrente tra anodo e catodo può, in questo dispositivo, essere innescata o applicando una tensione positiva al gate catodico G_1, come nel caso del tiristore, oppure facendo circolare corrente nella giunzione J_1. Questo caso si verifica quando la tensione anodica V_{AK} supera la V_{G2K} di una determinata quantità V_T *(tensione di soglia)*.

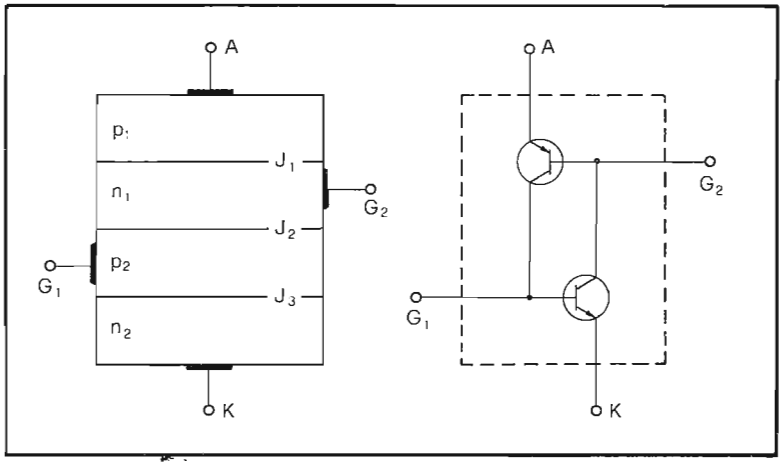


Fig. 1.44 - Struttura e circuito equivalente del PUT

Se si polarizza il gate anodico rispetto al catodo, applicando una differenza di potenziale V_{G2K}, il dispositivo si comporterà come un interruttore chiuso non appena $V_{AK} = V_P = V_{G2K} + V_T$. Prescindendo dall'elettrodo di gate anodico, il dispositivo funziona come un transistor unigiunzione: in esso però è "programmabile" la tensione di picco V_P che viene predeterminata dal valore V_{G2K} stabilito con l'uso di un partitore di tensione esterno al dispositivo.

Il disinnesco del PUT si raggiunge facendo calare la V_{AK} al di sotto di un valore caratteristico V_v *(tensione del punto di valle)* che generalmente è di 1 V.

I vantaggi del PUT rispetto all'UJT possono essere così riassunti:

- la tensione di trigger V_P (tensione del punto di picco) può essere scelta liberamente, al contrario di quanto accade nell'UJT dove tale valore dipende dal rapporto intrinseco η (vedi paragrafo 1.19).
- la corrente di trigger I_P e la corrente di mantenimento possono essere prestabilite entro ampi intervalli mediante l'uso di resistenze esterne.
- La caduta di tensione diretta è relativamente bassa (in genere inferiore a 1.4 V).
- La corrente diretta, in fase di bloccaggio, è estremamente ridotta (inferiore a 10 nA) anche con tensioni abbastanza alte.
- Il dispositivo è utilizzabile con tensioni relativamente alte.

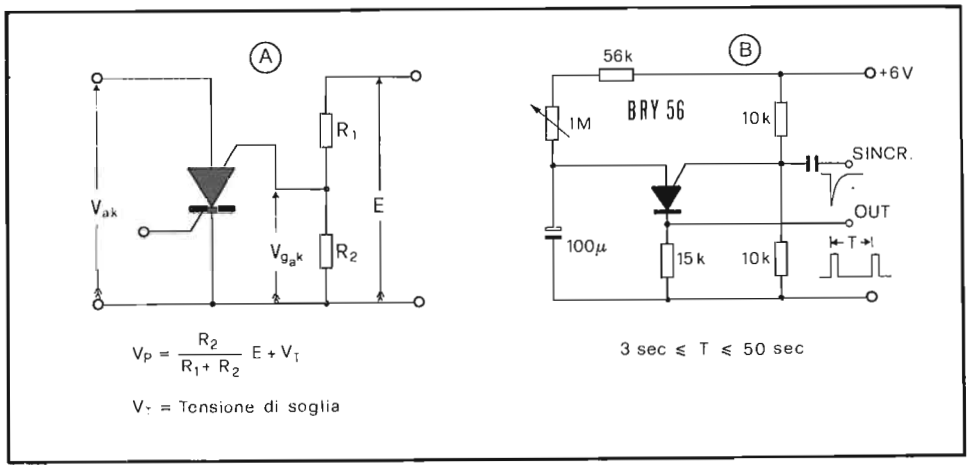


Fig. 1.45 - Polarizzazione del PUT (A) e circuito oscillatore di bassissima frequenza (B)

A volte l'elettrodo di gate catodico non è collegato all'esterno: in questi casi ovviamente non è possibile il funzionamento come tiristore.

Un esempio di oscillatore a bassissima frequenza realizzato utilizzando il PUT BRY 56 della Siemens è riportato in Fig. 1.45 B.

La sincronizzazione di oscillatori realizzati con il PUT può essere fatta agevolmente utilizzando l'elettrodo di gate catodico (qualora disponibile) o abbassando il potenziale V_{G2K}, il che si ottiene inviando su G_2 impulsi negativi attraverso un condensatore.

In televisione il PUT trova impiego come oscillatore verticale.

1.22 - DIAC

Il diac è un dispositivo equivalente a due tiristori disposti in antiparallelo, sprovvisti di elettrodo di controllo. Come si vede dalla caratteristica V—I (Fig. 1.46), quando ad un diac viene applicata una tensione via via crescente, qualunque sia la polarità, succede che uno dei due tiristori di cui risulta costituito rimane bloccato.

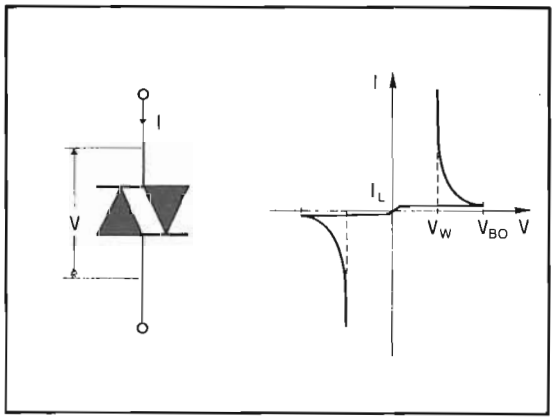


Fig. 1.46-Simbolo grafico e caratteristica V-I del diac

Di conseguenza nel diac circolerà la solita debole corrente di dispersione (leakage-current), la quale si manterrà su un valore costante anche al continuo crescere della tensione applicata ai suoi terminali. In corrispondenza di un determinato valore di tale tensione (V_{BO}), nel diodo bloccato si instaurerà l'effetto valanga e, di conseguenza, il diac sarà percorso da una forte corrente. In questa situazione la caduta di tensione ai capi del dispositivo verrà a dipendere unicamente dal valore della corrente e quindi dagli elementi esterni.

Dal punto di vista della caratteristica, il comportamento dei diac è del tutto simile a quello di un tubo di scarica a gas a due elettrodi.

Ad esempio nel BR 100 (Philips) la caduta di tensione a 10 mA è di 6 V. L'intervallo di valori di tensione entro i quali ha luogo il superamento della tensione V_{BO} (tensione di break-over) va da 28 V a 36 V.

Di regola il diac serve a fornire l'impulso di accensione di tiristori e di triac (interruttori bidirezionali controllati) in circuiti di regolazione molto semplificati.
Esso trova impiego in televisione proprio per tali applicazioni.

1.23 - Circuiti integrati

Con questa denominazione vengono classificati quei dispositivi che racchiudono, su un'unica piastrina semiconduttrice, un'intero circuito o addirittura tutta una serie di circuiti (LSI). Per il loro impiego in televisione interessano in particolare i circuiti integrati monolitici che, su un'unica piastrina di semiconduttore, comprendono resistori, elementi non lineari (diodi, transistors, ecc.), capacità, connessioni a bassa resistenza e zone isolate. Tutto ciò può essere ottenuto con successive operazioni di drogaggio. Poiché non è possibile inserire nell'integrato monolitico le grosse capacità e le induttanze, sono previste connessioni esterne per il loro collegamento.

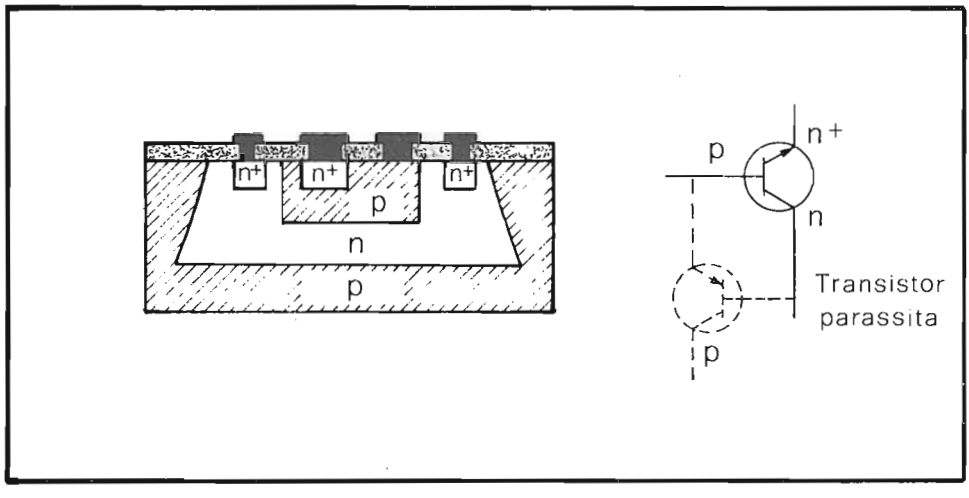


Fig. 1.47 - Struttura di un transistor n-p-n integrato monolitico

In base ai possibili campi di utilizzazione si hanno i circuiti integrati digitali e lineari. I primi realizzano i circuiti logici basilari a due livelli dell'algebra di Boole, i secondi la miniaturizzazione dei circuiti più usati nell'industria: amplificatori operazionali e amplificatori per alta e bassa frequenza.

Recentemente, sono stati costruiti circuiti integrati che utilizzano contemporaneamente le tecniche dei digitali e dei lineari, per realizzare funzioni complesse quali sono quelle richieste ai circuiti impiegati nella sezione sincronismi di un televisore.

I circuiti integrati monolitici sono fabbricati con gli stessi procedimenti già descritti per la costruzione di diodi e transistors. La tecnologia adottata è quella planare-epitassiale. Su una piastrina di silicio monocristallino *(chip)* viene fatto crescere uno strato epitassiale entro il quale vengono diffuse le impurezze con il sistema della mascheratura, praticando cioè delle finestre, sullo strato di ossido di silicio protettivo, per fotoincisione. Con questa tecnica possono agevolmente essere costruiti, e collegati tra loro, transistors, diodi, diodi Zener, resistori e piccole capacità.

La perfezione della tecnologia usata per la costruzione dei circuiti integrati monolitici ha reso possibile la riproduzione di transistors e diodi con caratteristiche molto simili, sullo stesso chip. Ciò vale anche per i resistori integrati; inoltre, poiché i diversi elementi sono fabbricati con gli stessi materiali e risultano estremamente vicini gli uni agli altri, sullo stesso chip, i gradienti di temperatura sono ridotti al minimo. Questo permette di compensare termicamente i vari elementi rendendo così il funzionamento del circuito integrato, in pratica, indipendente dalla temperatura entro ampi intervalli.

1.23.1 - Transistors integrati

La maggior parte dei transistors usati nei circuiti integrati monolitici lineari sono del tipo n-p-n. La sezione di un transistor di questo tipo è riportata in Fig. 1.47. Tali transistors integrati differiscono da quelli discreti per il fatto che in essi è presente una giunzione tra il collettore (n) ed il substrato (p) che, se polarizzata inversamente, garantisce l'isolamento tra il transistor stesso ed i componenti integrati circostanti. Perciò il collettore di un transistor n-p-n monolitico dev'essere mantenuto sempre ad un potenziale positivo rispetto al substrato.

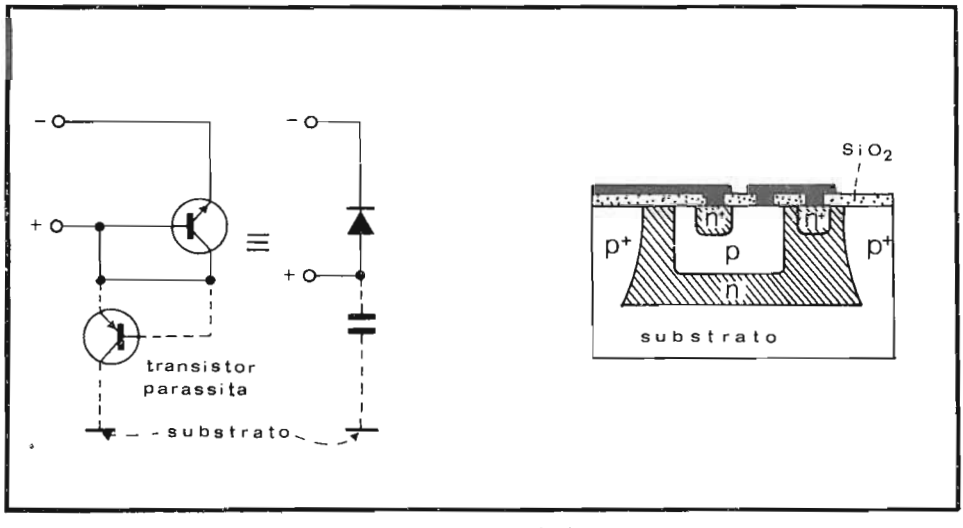


Fig. 1.48 - Diodo integrato: struttura e circuito equivalente

E' anche importante che la giunzione collettore-base di un tale transistor non risulti mai polarizzata direttamente durante le normali operazioni di funzionamento. Come risulta infatti dalla figura, il substrato di tipo p e le zone di base e collettore formano la struttura di un transistor p-n-p associato *(transistor parassita)*. Nel caso in cui la giunzione base-collettore risulti polarizzata direttamente, il transistor parassita viene reso conduttore e così si ha la circolazione di un'alta corrente nel substrato. Una tale situazione può manifestarsi anche quando il collettore del transistor n-p-n è mantenuto aperto, poiché in tal caso il transistor p-n-p parassita opera in regime di break-down di collettore.

1.23.2 - Diodi integrati

E' possibile formare dei diodi monolitici facendo diffondere impurità di tipo n nello strato di base. Tali giunzioni quindi sono essenzialmente dello stesso genere di quelle base-emettitore dei transistors monolitici.

Quando si vuole che le caratteristiche elettriche di un diodo corrispondano a quelle d'ingresso di un transistor integrato sullo stesso chip e ad esso collegato, si preferisce utilizzare un transistor connesso a diodo, cortocircuitando il collettore con la base. Con questo accorgimento, inoltre, il transistor parassita p-n-p risulta interdetto ed il circuito è equivalente ad un diodo con una capacità verso il substrato, dovuta al diodo parassita polarizzato inversamente (Fig. 1.48).

1.23.3 - Diodi Zener integrati

La giunzione emettitore-base di un transistor integrato, polarizzata in senso inverso, manifesta un comportamento molto simile a quello di un diodo Zener, con

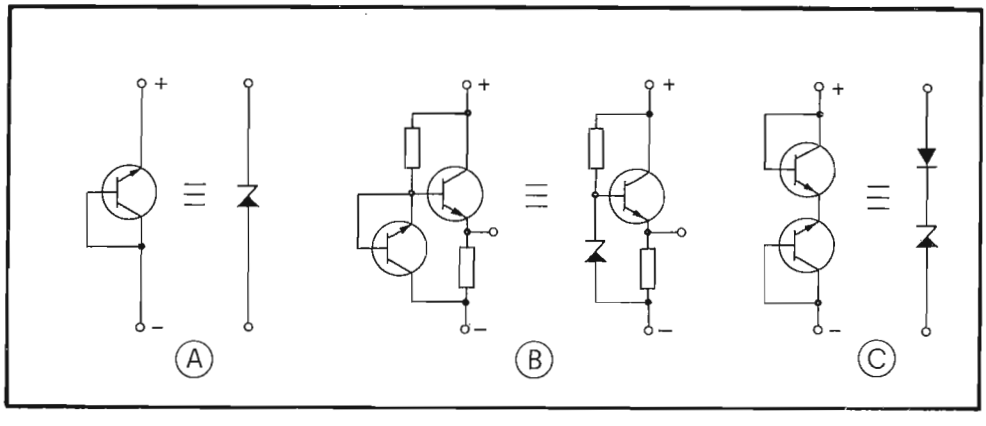


Fig. 1.49 - Diodo Zener integrato: possibili soluzioni

una tensione di rottura di circa 7 V ed una resistenza dinamica di qualche decina di ohm. Il transistor collegato nel modo indicato in Fig. 1.49 A presenta un coefficiente di temperatura positivo (tensione di Zener crescente con la temperatura) dell'ordine di 2 mV/°C.

Quando viene richiesta una resistenza dinamica più bassa, si può ricorrere all'impiego di un transistor collegato come emitter-follower (Fig. 1.49 B). Questa configurazione presenta un comportamento analogo a quello di un diodo Zener di 6.3 V circa, con una resistenza dinamica di qualche ohm ma con un coefficiente di temperatura raddoppiato (4 mV/°C). La Fig. 1.49 C rappresenta la soluzione adottata quando si vuole una tensione Zener maggiore (7,7 V) con un coefficiente di temperatura quasi nullo. Quest'ultimo risultato è da attribuirsi al comportamento termico opposto delle giunzioni polarizzate direttamente e inversamente.

1.23.4 - Resistori integrati

I resistori integrati sono fondamentalmente diversi da quelli discreti. Questi ultimi infatti si presentano con dimensioni uguali anche per valori notevolmente diversi, poiché, per variare il valore di resistenza, si sfrutta la modificazione della resistività del materiale usato. Nei resistori integrati si ricorre invece alla modificazione della geometria, poiché la resistività può essere variata di poco.

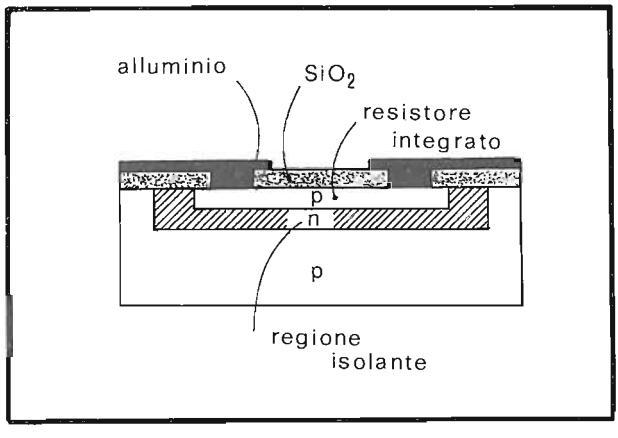


Fig. 1.50 - Struttura di un resistore integrato

I resistori con diffusione di tipo p, la cui sezione è riportata in Fig. 1.50, vengono costruiti contemporaneamente ai transistors facendo diffondere, sul substrato epitassiale, prima una zona n e quindi una p. Quest'ultima regione presenta una resi-

stenza tra i contatti esterni che dipende sia dalla distanza tra quest'ultimi che dallo spessore e dalla larghezza dello strato p diffuso. La zona n sottostante, che si trova a potenziale uguale o superiore a quello del substrato, forma con quest'ultimo una giunzione polarizzata inversamente che, quindi, determina l'isolamento del resistore dagli altri componenti integrati sul chip.

Con questa tecnica si costruiscono elementi con valore di resistenza compreso tra 100 ohm e 25 kohm.

Per valori di resistenza superiori, si ricorre ad una diffusione ulteriore, sovrapposta alla p, con materiale di tipo n. Viene così a restringersi la sezione del canale di passaggio della corrente e quindi a crescere il valore della resistenza. In questa maniera si costruiscono resistori di valore compreso tra i 10 kohm ed i 500 kohm.

Le tolleranze sui valori dei resistori costruiti con le tecniche descritte sono però rilevanti (30-50%); l'unico vantaggio è la piccola differenza (2-3%) tra le resistenze costruite con il medesimo processo e integrate sullo stesso chip.

1.23.5 - Condensatori integrati

I condensatori usati nei circuiti integrati monolitici sono sostanzialmente diversi da quelli discreti. Essi possono essere di due tipi: a giunzione diffusa o a sandwich metallo-ossido-semiconduttore (MOS).

Si è visto nei primi paragrafi del presente capitolo che ogni giunzione polarizzata inversamente presenta una regione di deplezione che si comporta come un dielettrico tra due superfici conduttrici. La capacità di tali giunzioni varia con la tensione inversa applicata, con le dimensioni geometriche e con la concentrazione delle impurità presenti.

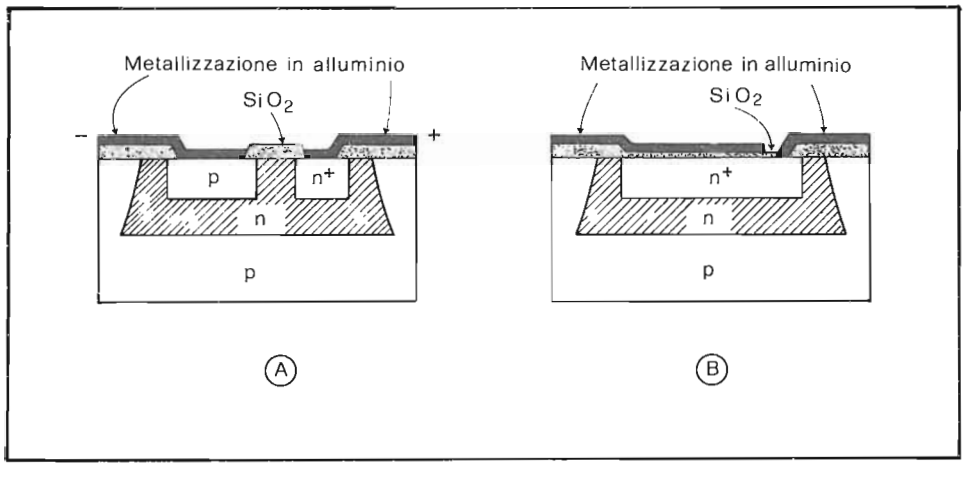


Fig. 1.51 - Condensatore integrato a giunzione diffusa (A) e MOS (B)

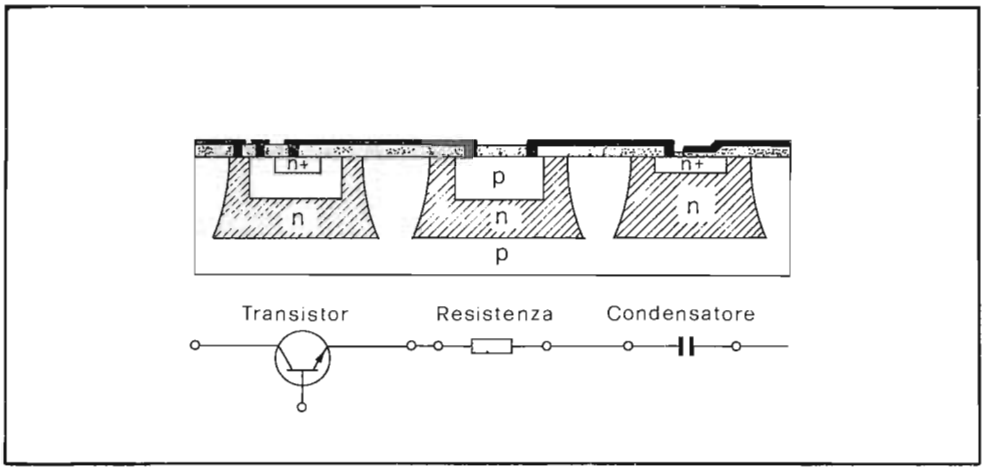


Fig. 1.52 - Esempio di semplice circuito integrato

Per una tensione inversa di 5 V e con concentrazioni di impurità di valori normali per i transistors integrati, si ottengono capacità specifiche di 100 pF/mm² per la giunzione collettore-substrato, di 160 pF/mm² per la giunzione base-collettore e di 600 pF/mm² per la giunzione emettitore-base. La Fig. 1.51 A riporta la sezione di un condensatore integrato monolitico a giunzione.

Il condensatore di tipo MOS, a differenza del tipo a giunzione, non richiede polarizzazione. Una sua sezione è riportata in Fig. 1.51 B. La struttura è quella di un condensatore piano avente come dielettrico uno strato di biossido di silicio (SiO_2). L'armatura superiore è un film sottile di metallo mentre l'armatura inferiore è costituita da una regione fortemente drogata di tipo n^+ che viene realizzata durante la formazione degli emettitori dei transistors integrati.

Il valore di capacità specifica che si può ottenere è dell'ordine di 400 pF/mm².

La Fig. 1.52 riporta, a conclusione del paragrafo, la sezione di un chip integrato monolitico contenente un transistor n-p-n, una resistenza e un condensatore. In realtà su un chip di qualche decimo di mm² possono trovare posto oltre un centinaio di componenti attivi e passivi.

1.23.6 - Transistors MOSFET integrati

Il transistor MOSFET, quale elemento attivo di un circuito integrato, presenta i vantaggi di un minore ingombro e di un più semplice processo di fabbricazione rispetto al transistor bipolare. In termini percentuali il transistor integrato MOS occupa solo il 5% della superficie richiesta dal transistor planare-epitassiale: ciò permette di ottenere una densità di componenti molto più elevata. Inoltre, per realiz-

zare un transistor MOS funzionante in enhancement-mode, è necessaria una sola fase di diffusione. Ad esempio, nel caso di canale n, basta diffondere impurità di tipo n, entro due zone del substrato p, che verranno a costituire le regioni di source e di drain. La metallizzazione dello strato d'ossido sovrapposto al canale fornirà l'elettrodo di gate.

L'unica complicazione consiste nella necessità di assottigliare lo spessore dell'ossido di silicio in corrispondenza del canale, rispetto a quello delle altre regioni del transistor. E' indispensabile, infatti, avere un sottile strato di ossido sotto l'elettrodo di gate, al fine di ottenere una bassa tensione di soglia, mentre nelle regioni limitrofe conviene usare uno strato d'ossido più spesso, per garantirne l'isolamento. Se non vengono prese particolari precauzioni, il dislivello tra le diverse zone d'ossido, nella fase di metallizzazione, può presentare micro-fratture nelle strisce di collegamento che portano a interconnessioni non sicure, a cattivi contatti e, addirittura, a interruzioni.

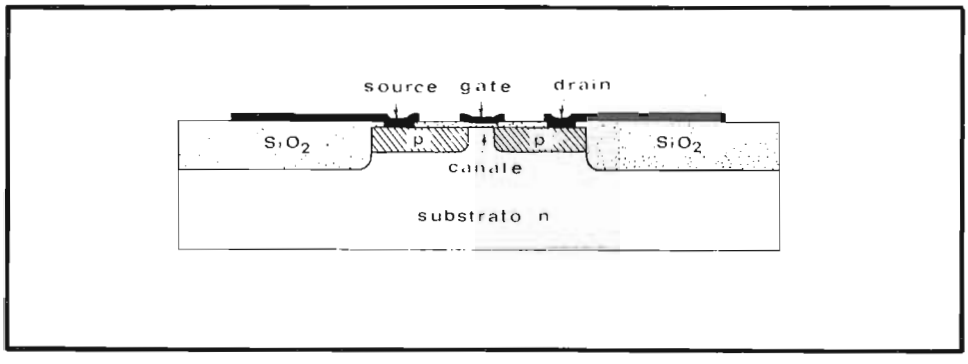


Fig. 1.53 - Transistor MOSFET a canale p integrato costruito con la tecnica Planox

Le principali ditte costruttrici hanno sviluppato diverse tecniche per ovviare a questo inconveniente: tra queste, la SGS-ATES ha ideato un metodo detto Planox che consente di limitare a 0.5 micron il dislivello tra le superfici esterne dell'ossido, conseguendo con ciò miglioramenti sia dell'affidabilità che delle caratteristiche elettriche.

La Fig. 1.53 riporta la sezione di un transistor MOS a canale p, integrato, realizzato con il processo Planox.

1.24 - Integrati lineari. Circuiti di base

Allo scopo di permettere l'analisi del funzionamento dei circuiti integrati lineari monolitici, anche complessi, risulta opportuno conoscere la struttura ed il funzio-

namento dei circuiti di base. Essi sono i seguenti: amplificatori differenziali, sorgenti di corrente costante, reti di polarizzazione, traslatori di livello, circuiti di alimentazione e di disaccoppiamento e circuiti d'uscita.

1.24.1 - Amplificatore differenziale bilanciato

L'amplificatore differenziale bilanciato viene considerata la soluzione circuitale più adatta per realizzare gli stadi di amplificazione dei circuiti integrati. I motivi sono diversi ma si possono riassumere in:

- eccezionale bilanciamento tra gli ingressi differenziali, conseguenza questa della notevole similitudine delle caratteristiche elettriche dei due transistors;
- guadagno dipendente non dal valore dei resistori ma dal loro rapporto;
- notevole stabilità termica.

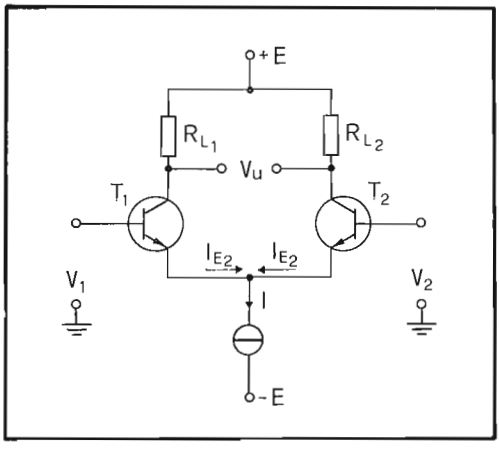


Fig. 1.54 - Schema di principio dell'amplificatore differenziale simmetrico

L'amplificatore differenziale può fornire un'amplificazione lineare dalla continua fino alla regione VHF e può anche essere usato per realizzare funzioni come limitazione, miscelazione e generazione di segnali, moltiplicazione di frequenza, modulazione di ampiezza, rivelazione moltiplicativa, controllo di guadagno, soppressione di disturbi e compensazione termica.

L'amplificatore di Fig. 1.54 può essere pensato come una coppia di circuiti, formati da un transistor ed una resistenza, accoppiati tra di loro di emettitore. Se le due tensioni di ingresso V_1 e V_2 sono entrambe zero od uguali in ampiezza e della stessa polarità, l'amplificatore non diviene sbilanciato, poichè le correnti di collettore rimangono uguali: in questo modo V_U risulta nulla.

Le correnti di emettitore dei transistor T_1 e T_2 sono fornite da un *generatore di corrente costante* I e pertanto la loro somma è costante. Di conseguenza un aumento di una delle correnti di emettitore è accompagnato da una uguale diminuzione dell'altra. Questa relazione tra le correnti di emettitore dipende ovviamente dalla bontà della sorgente di corrente costante.

Quando la base di T_1 viene resa positiva rispetto a quella di T_2, la corrente attraverso T_1 aumenta e di altrettanto decresce quella di T_2. Ciò porta ad una diminuzione della tensione di collettore di T_1 e ad un aumento di quella di T_2. Quindi, una tensione differenziale d'ingresso produce una tensione differenziale di uscita. L'alternativa al modo differenziale è quello comune. In quest'ultimo caso a variazioni simultanee, della stessa entità ed equidiverse delle tensioni di base dei due transistors, non fa riscontro alcuna variazione delle correnti di collettore, poichè, dovendo la loro somma essere costante, non è ammesso che esse varino nello stesso senso. Perciò la tensione presente all'uscita è proporzionale alla differenza tra le tensioni applicate ai due morsetti d'ingresso.

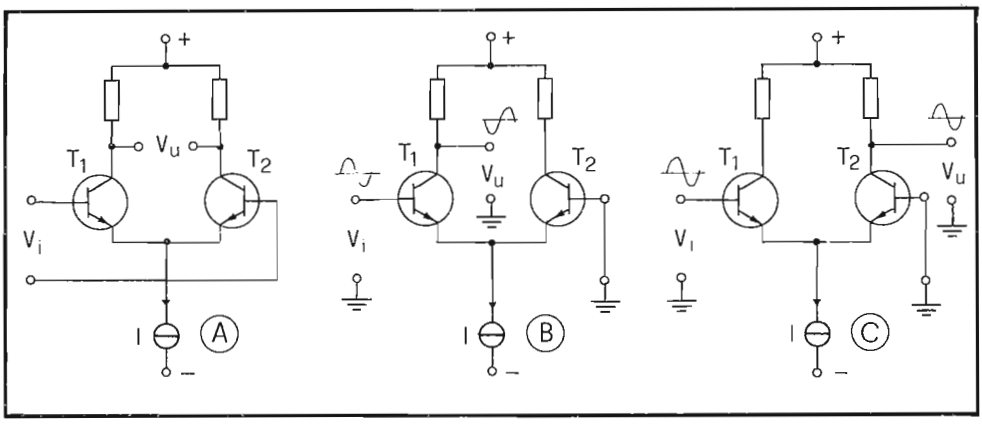


Fig. 1.55 - Diversi modi di utilizzare l'amplificatore differenziale

Si definisce *reiezione di modo comune* il rapporto tra il guadagno che il circuito presenta per la differenza tra i segnali d'entrata e il guadagno che lo stesso circuito manifesta per segnali applicati simultaneamente ai due ingressi.

Il modo differenziale visto non è il solo possibile per l'utilizzazione di un amplificatore differenziale: come si vede dalla Fig. 1.55 sono possibili configurazioni diverse, per quanto riguarda l'applicazione all'ingresso ed il prelievo all'uscita dei segnali. In A è riportato il circuito con modo differenziale d'ingresso e d'uscita. In B,

il segnale d'ingresso è applicato tra la base di T_1 e massa mentre quello d'uscita è prelevato tra il collettore di T_1 e massa; si ottiene così un funzionamento con ingresso ed uscita sbilanciati di tipo *invertente* (cioè il segnale d'uscita ha fase opposta rispetto a quello di entrata).

In C si applica il segnale d'ingresso ancora tra la base di T_1 e massa ma si preleva quello di uscita tra il collettore di T_2 e massa. In questo modo, all'aumentare della tensione V_i, cresce la corrente di collettore di T_1, mentre cala quella di T_2 e, quindi, cresce la tensione di collettore di T_2, cioè V_u. Il funzionamento in questo caso è con ingresso ed uscita sbilanciati, *non invertente*.

In Fig. 1.56 A, è riportato lo schema di amplificatore con ingresso differenziale ed uscita singola. Una transizione ingresso differenziale-uscita singola di tipo più efficiente può essere realizzata con l'*amplificatore semidifferenziale* di Fig. 1.56 B. Si tratta di un circuito non simmetrico nel quale T_1 e connesso a collettore comune mentre T_2 risulta contemporaneamente pilotato di base e di emettitore. Anche in questa soluzione la reiezione di modo comune risulta notevole e quindi il circuito si presta alla integrazione.

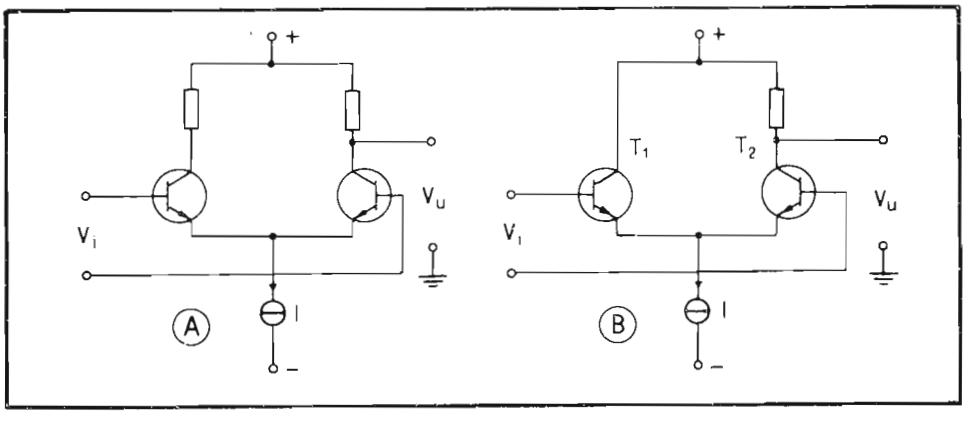


Fig. 1.56 - Transizione ingresso differenziale - uscita singola

1.24.2 - Sorgenti di corrente costante e reti di polarizzazione

Le considerazioni svolte nel paragrafo precedente, a proposito dell' amplificatore differenziale, indicano la necessità di disporre di sorgenti di corrente costante per assicurare che la somma delle correnti di emettitore dei due transistors non cambi. Questa condizione risulta indispensabile per assicurare un funzionamento caratterizzato da un alto valore di reiezione di modo comune.

Una sorgente a corrente costante è caratterizzata da una resistenza interna infinita. Il modo più semplice per approssimare una tale sorgente è di usare una resistenza R di alto valore come indicato in Fig. 1.57 A. Il valore di R deve essere notevolmente superiore a quello d'ingresso d'emettitore dei due transistors T_1 e T_2. Solo in questa maniera, infatti, la componente di segnale della corrente di emettitore di T_1 va totalmente in T_2. Il limite superiore del valore di R è determinato dalla massima tensione disponibile su R (necessariamente inferiore a quella di alimentazione) e dalla minima corrente in grado di assicurare la linearità del circuito amplificatore. Queste limitazioni portano alla realizzazione di una sorgente di corrente costante molto semplice che fornisce, però, una reiezione di modo comune non sempre accettabile.

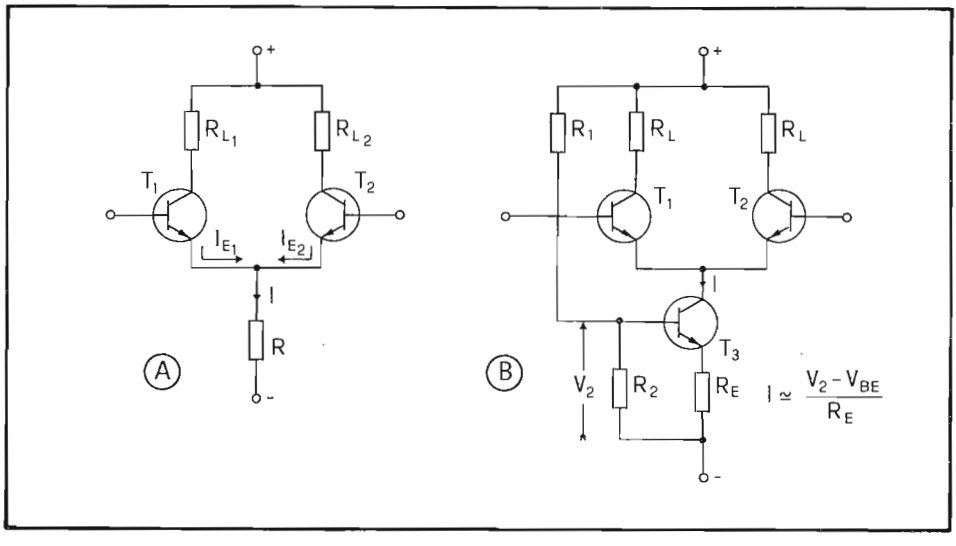


Fig. 1.57 - Sorgenti di corrente costante

Una soluzione molto migliore è quella indicata in Fig. 1.57 B. Il transistor T_3 fornisce una corrente di collettore costante il cui valore può essere determinato con un'opportuna scelta di R_1 R_2 e R_E. Il potenziale della base di T_3 è fissato dal partitore R_1-R_2; la corrente di collettore I (che praticamente coincide con quella di emettitore) deve avere valore tale da produrre ai capi di R_E una caduta di tensione inferiore a quella presente su R_2 di una quantità pari alla V_{BE} e risulta indipendente dal carico presente sul collettore. La resistenza dinamica d'uscita di T_3 è altissi-

ma e quindi il circuito ha un comportamento prossimo a quello di un generatore di corrente ideale, mentre la tensione presente tra il collettore e la linea negativa è superiore di poco a V_2.

Per migliorare il comportamento termico della sorgente si introducono dei diodi in serie alla R_2. In questo modo, al crescere della temperatura, cresce V_{BE} ma della stessa quantità cresce pure V_2 e la I resta costante.

Il numero di diodi che vengono connessi in serie a R_2 dipende dal rapporto R_1/R_2. Se le due resistenze sono di ugual valore, vengono posti in serie due diodi (Fig. 1.58 A).

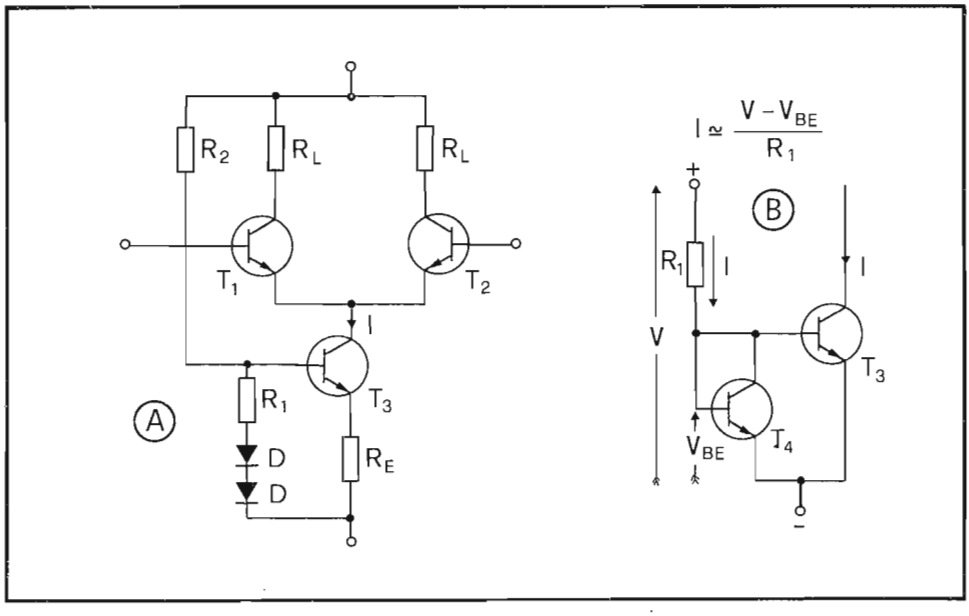


Fig. 1.58 - Stabilizzazione termica della sorgente di corrente costante

La Fig. 1.58 B rappresenta un terzo modo di polarizzare una sorgente di corrente costante. Questo metodo sfrutta il fatto che una coppia di transistors integrati hanno la stessa corrente di emettitore quando le basi e gli emettitori risultano connessi tra di loro. In queste condizioni la corrente di emettitore di T_4 è determinata dai valori di V e di R_1 come si deduce dalla relazione scritta; pertanto, agendo su questi parametri, si può imporre qualunque valore di corrente di emettitore per T_4 e quindi per T_3.

1.24.3 - Traslatori di livello

Il livello della tensione continua presente all'uscita di diversi stadi amplificatori, disposti in cascata ed accoppiati direttamente , aumenta, avvicinandosi progressivamente al valore della tensione di alimentazione, a meno che non vengano inseriti opportuni circuiti in grado di compensare questa crescita.

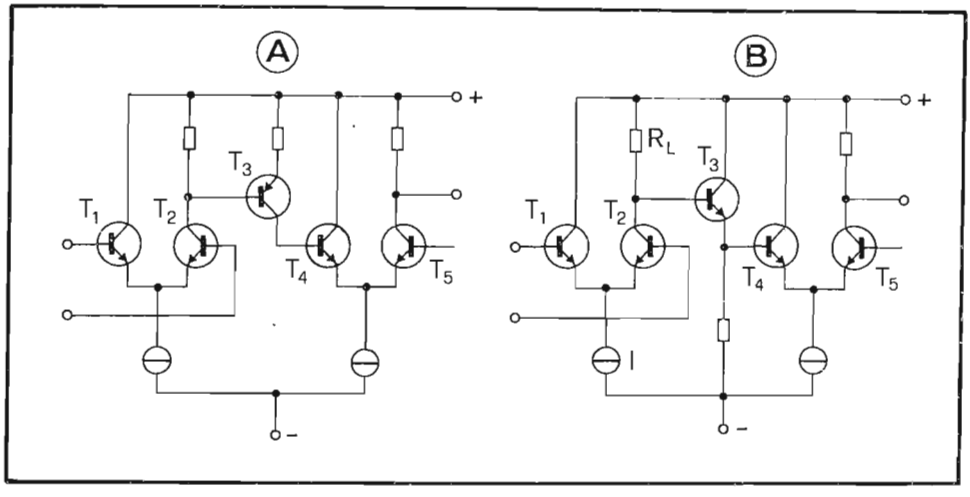


Fig. 1.59 - Spostamento del livello di tensione continua con transistor p-n-p (A) e n-p-n (B)

Una soluzione abbastanza ovvia consiste nell'invertire la tendenza utilizzando transistors di accoppiamento di polarità opposta (Fig. 1.59 A). Per il transistor p-n-p T_3 il potenziale di collettore è più basso di quello della base e, quindi, il segnale viene accoppiato allo stadio successivo tramite uno spostamento verso il basso del livello di tensione continua.

Un altro metodo è rappresentato in Fig. 1.59 B. In questo caso lo spostamento verso il basso è ottenuto mediante l'uso di uno stadio di accoppiamento del tipo emitter-follower (collettore comune). I valori della resistenza R_L e della corrente I sono scelti in modo tale che la tensione continua tra il collettore e l'emettitore di T_2 sia doppia rispetto a quella presente ai capi di un diodo polarizzato direttamente (2x0.7 V). In tal modo, tenuto conto della caduta di tensione base-emettitore di T_3 (0.7 V), la base di T_4 viene a trovarsi allo stesso potenziale di quella di T_2. Con questa tecnica si possono disporre in cascata più stadi differenziali identici, senza che il potenziale continuo delle basi subisca variazioni.

1.24.4 - Circuiti di alimentazione

I circuti integrati lineari generalmente includono lo stadio di alimentazione e le sorgenti di tensione di riferimento. Come già nel caso di amplificatori discreti, risulta indispensabile disaccoppiare tra di loro le alimentazioni dei singoli stadi. La Fig. 1.60 indica lo schema elettrico di un circuito amplificatore multistadio che im-

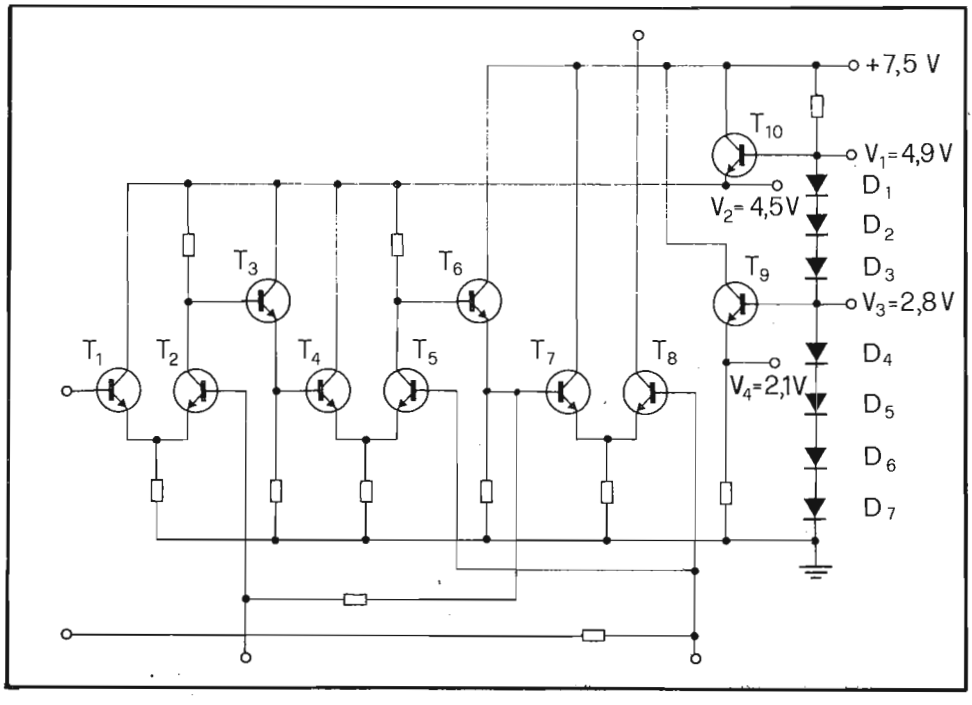


Fig. 1.60 - Esempio di alimentazione dei diversi stadi di un circuito integrato

piega una serie di diodi polarizzati direttamente, per produrre le tensioni di riferimento. Le tensioni riportate si riferiscono ad un'alimentazione di 7.5 V. Se tale tensione cresce a 9 V, V_1 passa a 5.1 V e V_3 a 2.92 V; queste modeste variazioni non producono comunque cambiamenti apprezzabili nelle caratteristiche dell'amplificatore. L'emitter-follower T_{10} accoppia i collettori dei transistors del primo e

del secondo stadio amplificatore alla serie di diodi. In questo modo esso isola la sorgente di riferimento dal carico costituito dagli amplificatori e riduce sensibilmente l'ondulazione residua, a frequenza di rete, presente al suo emettitore e proveniente da V_1.

Come sorgenti di riferimento si possono usare anche diodi Zener, integrati sullo stesso chip, ottenendo dei vantaggi per quanto riguarda il valore della resistenza dinamica e, quindi, il grado di disaccoppiamento.

1.24.5 - Moltiplicatore a circuito differenziale

Il guadagno di un amplificatore differenziale può essere modificato variando il valore della corrente di riposo di emettitore dei due transistors, proveniente dalla sorgente a corrente costante.

E' noto infatti che in un transistor il guadagno di corrente β è massimo per un certo valore di corrente di collettore e decresce per valori superiori o inferiori a questo (Fig. 1.61 A). Se quindi vien scelto un punto di funzionamento a riposo, caratterizzato da un valore di corrente inferiore a quello per il quale β è massimo, allora il guadagno potrà essere variato in più o in meno modificando semplicemente la corrente di collettore. La possibilità descritta viene sfruttata negli amplificatori differenziali per modificare il guadagno di tensione. In questo caso la corrente di

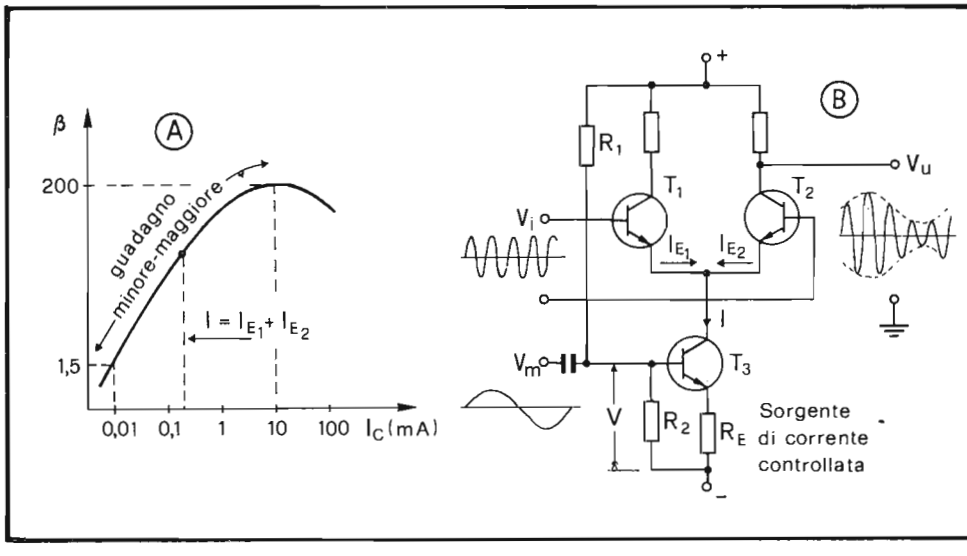


Fig. 1.61 - Principio di funzionamento del circuito moltiplicatore a circuito differenziale

polarizzazione è fornita ai transistors T_1 e T_2 dalla sorgente a corrente costante descritta nei paragrafi precedenti e realizzata da T_3. Come si vede dalla figura, per V_{BE} costante, la I risulta una funzione lineare della tensione V. Perciò, variando V, cambia I e quindi il valore a riposo della corrente di emettitore di T_1 e T_2. A questa variazione corrisponde una modificazione del valore di β e quindi del guadagno dello stadio differenziale.

Una possibile applicazione è la seguente: se V_i è un segnale sinusoidale di alta frequenza e V viene fatta variare sovrapponendo ad una tensione continua un segnale sinusoidale di BF, V_m, la tensione d'uscita V_u risulta essere la V_i modulata in ampiezza da V_m.

La tecnica moltiplicativa descritta trova impiego nei circuiti di controllo di guadagno, in quelli di modulazione e nei rivelatori moltiplicativi usati negli amplificatori di FI video integrati dei ricevitori TV.

CAPITOLO II

Generalità sui televisori a semiconduttori

2.1 - Introduzione

Lo sviluppo di nuove tecnologie ed il perfezionamento delle tecniche costruttive hanno permesso la realizzazione di transistors e circuiti integrati con caratteristiche adatte a soddisfare tutte le esigenze richieste dai singoli stadi costituenti il televisore. Non si può ignorare, a questo proposito, il ruolo che la televisione a colori ha avuto nello stimolare la ricerca in questo senso, con richieste di componenti dalle caratteristiche esasperate e di circuiti integrati assai complessi.

Al giorno d'oggi i televisori in bianco e nero sono equipaggiati totalmente con dispositivi a semiconduttore; il loro consumo si è ridotto a poche decine di watt rispetto al centinaio richiesto dai televisori a valvole. Da questo primo confronto consegue una notevole riduzione dell'innalzamento della temperatura all'interno dei ricevitori rispetto all'ambiente con conseguenti vantaggi in termini di affidabilità.

Il consumo ridotto ha permesso pure la costruzione di ricevitori a piccolo schermo (fino a 12") alimentabili con batterie, senza ricorrere a convertitori, con autonomie accettabili (6-8 ore). Allo stesso tempo, l'introduzione dei semiconduttori ha permesso di migliorare notevolmente le prestazioni dei diversi stadi del ricevitore permettendo di aumentarne la sensibilità e la stabilità di funzionamento.

2.2 - Schema a blocchi di un ricevitore a transistors

Il segnale televisivo captato dall'antenna è formato da due portanti, modulate rispettivamente dall'informazione video e da quella audio. Questi due segnali vengono inviati allo stadio amplificatore di RF e, quindi, convertiti in frequenza, e-

sattamente come in un ricevitore supereterodina. I due segnali a frequenza intermedia, sempre assieme, passano quindi nel relativo amplificatore. All'uscita di questo è posto il rivelatore che, oltre ad estrarre il segnale video, opera una seconda conversione di frequenza (intercarrier) al segnale audio, portandolo a 5.5 MHz. A questo punto, si ha la separazione dei due segnali audio e video. Il primo viene inviato all'amplificatore di FI audio e quindi, una volta demodulato, all'amplificatore di BF. Il secondo attraversa l'amplificatore video e quindi va a pilotare il cinescopio.

Per adattare la sensibilità del ricevitore al livello del segnale presente sull'antenna, viene fatto uso di un circuito di controllo automatico del guadagno (CAG).

Dal segnale video composito vengono estratti gli impulsi di sincronizzazione per mezzo del circuito separatore di sincronismi. Gli impulsi di sincronismo di riga e di quadro, separati tra loro, sono quindi inviati a sincronizzare i relativi circuiti di deflessione.

L'oscillatore verticale ed il corrispondente amplificatore fanno circolare una corrente a dente di sega nelle bobine di deflessione verticale del giogo, permettendo così lo spostamento verticale del fascetto elettronico.

L'oscillatore di riga, lo stadio pilota e quello finale permettono la circolazione di una corrente a dente di sega nelle bobine di deflessione orizzontale del giogo, realizzando in tal modo lo spostamento in senso orizzontale del fascetto elettronico. Nello stadio finale, sfruttando le extratensioni presenti durante i ritorni di riga, viene formata pure la extra alta tensione (EAT) che, rettificata, viene utilizzata per l'accelerazione degli elettroni entro il cinescopio.

Per l'alimentazione di tutte o parte delle sezioni costituenti il ricevitore viene utilizzato un alimentatore che, riducendo la tensione alternata di rete per mezzo di un trasformatore, la rettifica, quindi la filtra e infine la stabilizza.

Lo schema sinottico di un televisore a transistors, realizzato con elementi discreti, è dato in Fig. 2.1. Esso comprende i seguenti stadi:

- Tuner UHF per la ricezione delle bande IV e V, che utilizza due transistors; il guadagno totale è di 20-25 dB con un fattore di rumore di 8 dB contro i 15 dB dei tuners a valvole.
- Sintonizzatore VHF per la ricezione delle bande I e III, che comprende 3 transistors; il guadagno totale è di 30-40 dB con un fattore di rumore di 4-7 dB. Per bilanciare il guadagno nelle due gamme si utilizza il miscelatore VHF anche come primo amplificatore di FI UHF.
- Amplificatore di FI video: costituito da tre stadi con un guadagno complessivo di 60-80 dB. Il segnale all'uscita del rivelatore è di circa 2 Vpp. I primi stadi sono controllati dalla tensione di CAG.
- Amplificatore video: impiega due transistors il primo dei quali a collettore comune per adattare l'impedenza di carico del rivelatore. La larghezza di banda richiesta è di 5 MHz; il segnale video sul catodo del cinescopio deve avere un'ampiezza di 70-80 Vpp (per i televisori a grande schermo).
- Amplificatore di FI audio. Il prodotto della seconda conversione, attuata dal diodo rivelatore, avente una frequenza di 5.5 MHz e modulato in frequenza dal segnale audio, viene amplificato da due transistors. All'uscita si trova il rivelatore a rapporto che fornisce il segnale di BF.

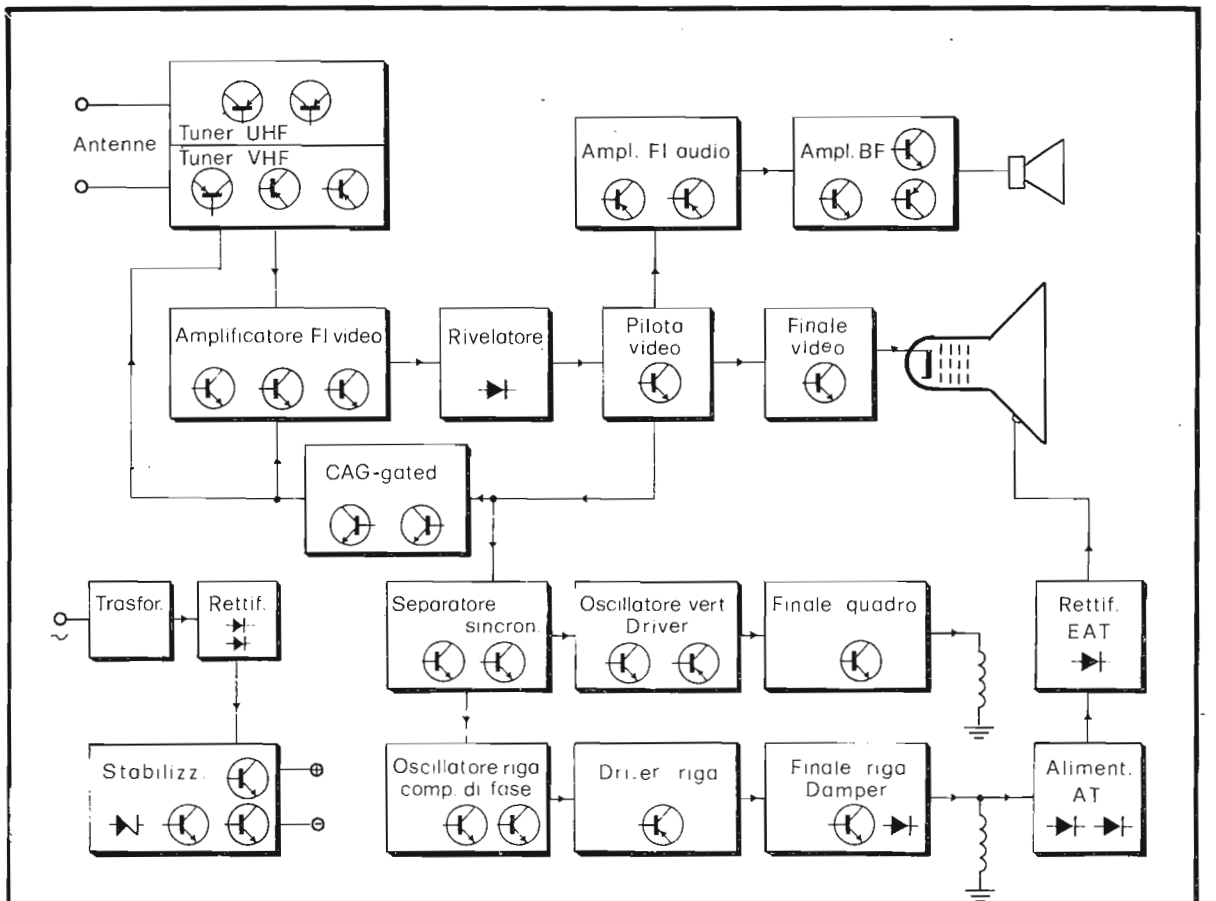


Fig. 2.1 - Schema sinottico di un televisore a transistors.

- Amplificatore di BF suono. Impiega 3 o 4 transistors montati secondo lo schema classico: preamplificatore, driver, finali. La potenza d'uscita richiesta è di circa 2 W.
- Circuito di CAG: utilizza uno o due transistors funzionanti rispettivamente da gate e da amplificatore. In genere l'intervento sull'amplificatore di RF è ritardato, nel senso che la regolazione di questo stadio ha inizio quando il segnale d'antenna supera una soglia prestabilita.
- Separatore di sincronismi: impiega 2 o 3 transistors con funzioni rispettivamente di separatore, amplificatore e limitatore. I segnali di uscita sincronizzanò l'oscillatore verticale direttamente e quello orizzontale indirettamente.
- Circuito di deflessione verticale: richiede tre o quattro trasistors e comprende: lo stadio oscillatore verticale, il driver e lo stadio di uscita che, se funziona in classe A, utilizza un solo transistor.
- Circuito di deflessione orizzontale: fa uso di 4 transistors e alcuni diodi. Lo stadio finale fornisce la corrente a dente di sega alle bobine orizzontali del giogo ed è pilotato dal driver collegato a sua volta all'oscillatore. In alcuni ricevitori tale stadio è realizzato con 2 tiristori accoppiati ad altrettanti diodi. Nello stadio finale viene prodotta anche la EAT e le altre tensioni, quali quelle di focalizzazione del cinescopio e di alimentazione dello stadio finale video.
- Alimentatore. La tensione di rete viene abbassata da un trasformatore, quindi rettificata e stabilizzata da un circuito utilizzante 3 transistors.

La descrizione fatta sopra è puramente indicativa per quel che riguarda il numero degli elementi attivi, giacché questo dipende fondamentalmente dal tipo di circuito impiegato e dalle prestazioni che si vogliono raggiungere. Nei capitoli successivi verranno trattate in dettaglio le configurazioni circuitali fondamentali e messe a confronto le relative prestazioni.

2.3 - I circuiti integrati nei televisori in bianco e nero

L'introduzione di circuiti integrati in sostituzione di elementi discreti è avvenuta gradualmente. Il primo stadio ad essere interessato dalla integrazione è stato l'amplificatore di FI audio, seguito quasi immediatamente dall'amplificatore di BF. Quest'ultimo, in particolare, ha subìto in pochi anni una notevole evoluzione, in termini di prestazioni.

I primi amplificatori di BF integrati fornivano al massimo un watt mentre oggi è normale raggiungere i 6-7 watt con dissipazioni estremamente contenute. Le prestazioni di questi amplificatori sono tali da poter essere usati anche come stadio di deflessione verticale integrato. Ora è sempre più frequente l'impiego di un unico circuito integrato che attua le funzioni di amplificatore di FI audio, demodulatore, amplificatore di BF.

Successivamente sono stati introdotti i circuiti elaboratori dei sincronismi, che realizzano le funzioni di: CAG, preamplificazione video, separazione di sincronismi, sincronizzazione di riga. A questi circuiti è stata in seguito sottratta la funzione di CAG dell'amplificatore di FI video e del tuner, aggiungendovi quella di oscillatore

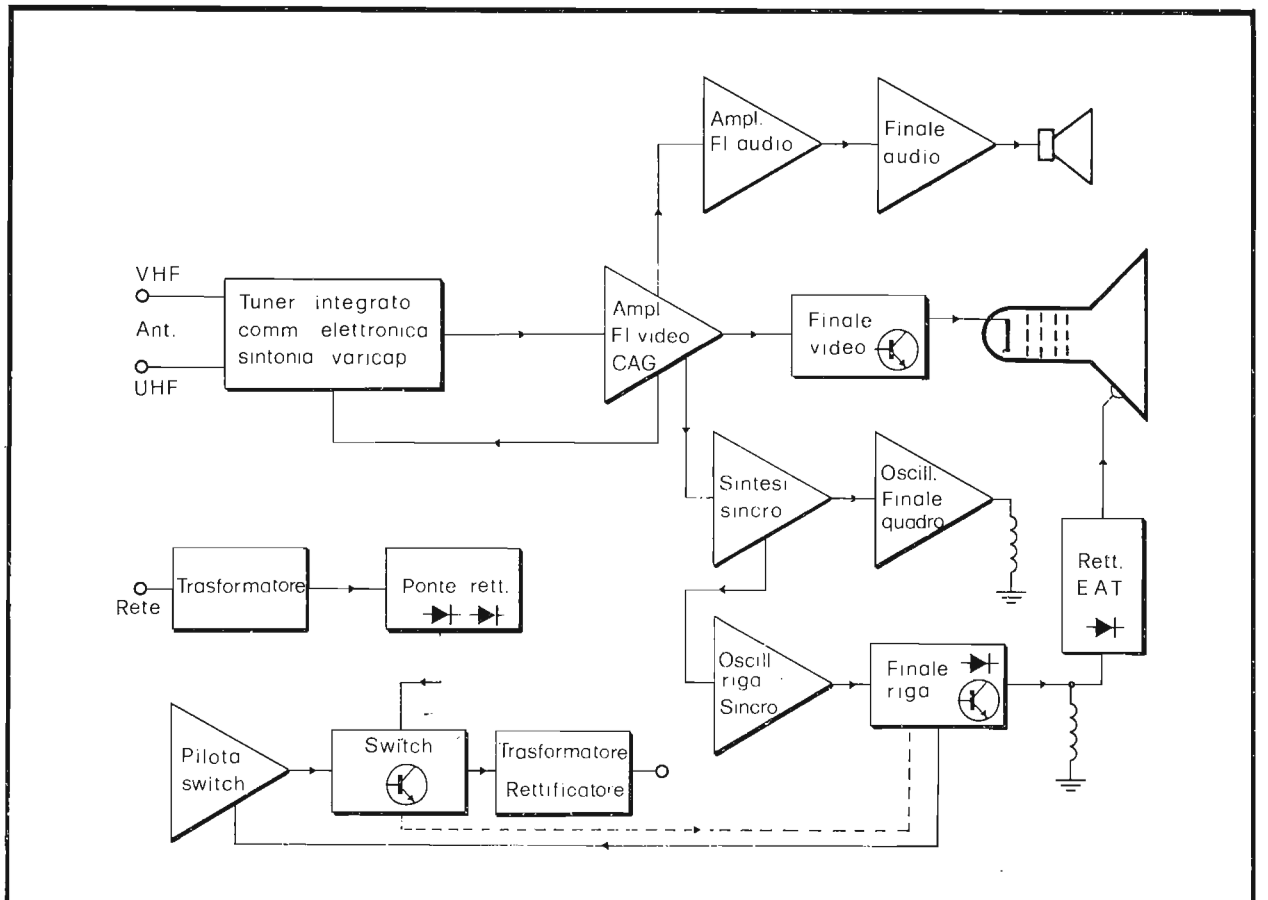


Fig. 2.2 - Schema a blocchi di un televisore a circuiti integrati.

verticale. Ciò è stato possibile con la costruzione degli amplificatori di FI video integrati che realizzano anche le funzioni di CAG e di preamplificatore video.

Parallelamente alla introduzione dei diodi varicap nei tuners, sono stati sviluppati circuiti stabilizzatori integrati in grado di fornire 35 V e commutatori elettronici da usare per controlli tattili. Recentemente, con l'introduzione dei sistemi di telecomando ad ultrasuoni ed a raggi infrarossi, sono stati costruiti circuiti integrati che producono ed altri che decodificano una serie di frequenze diverse, ciascuna delle quali comanda il cambiamento del canale, la regolazione del volume, il contrasto, la luminosità, ecc.

Del funzionamento e dei circuiti d'impiego di questi dispositivi si tratterà nei prossimi capitoli.

La Fig. 2.2 riporta lo schema a blocchi di un televisore equipaggiato con circuiti integrati.

CAPITOLO III

Gli stadi VHF ed UHF

3.1 - Introduzione

Il segnale captato dall'antenna, trasmesso attraverso la linea di discesa all'apparecchio, viene inviato al gruppo RF. Le tecniche costruttive del gruppo sintonizzatore variano notevolmente a seconda che si operi nelle bande I - III (VHF) o IV - V (UHF). Nel primo caso si impiegano elementi a costanti concentrate, nel secondo elementi a costanti distribuite. In entrambi i casi le funzioni dei due gruppi possono essere così riassunte:

- prima amplificazione del segnale con la minima aggiunta di rumore;
- conversione di frequenza del segnale ricevuto al valore prescelto per il funzionamento dell'amplificatore di frequenza intermedia video;
- regolazione del guadagno, al fine di evitare il sovraccarico dell'amplificatore di FI video, quando viene ricevuto un segnale troppo intenso.

3.2 Il gruppo VHF

Il gruppo VHF impiega tre transistors con funzione di amplificatore a guadagno controllabile, oscillatore locale e miscelatore-convertitore di frequenza. In Fig. 3.1 è riportato lo schema sinottico del circuito. Il segnale in arrivo viene filtrato da F_1, amplificato da T_1, filtrato da F_2 (che assieme a F_1 realizza il filtro preselettore e fornisce la desiderata curva di risposta, come indicato in Fig. 3.2) ed infine applicato al transistor miscelatore T_2. A quest'ultimo elemento perviene anche il segnale dell'oscillatore locale T_3-F_3. All'uscita di T_2, il filtro F_4 realizza la separazione tra i prodotti della conversione.

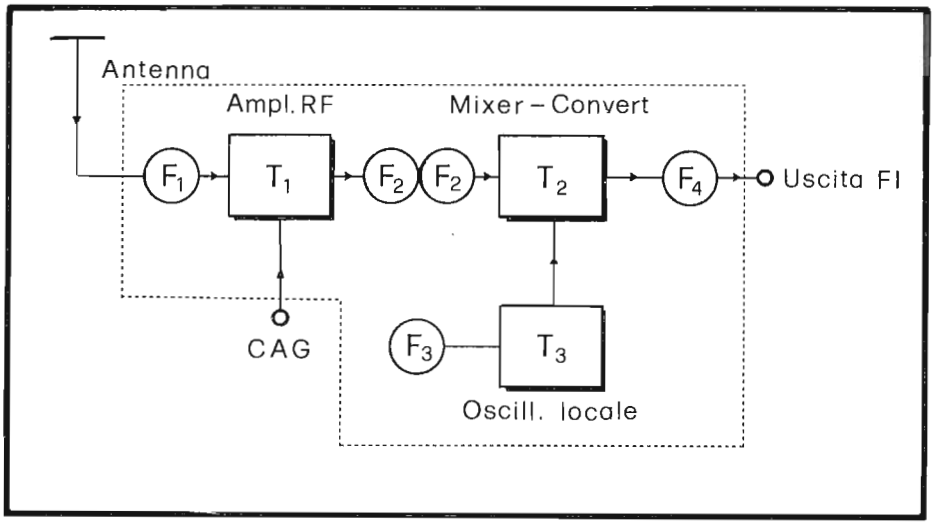


Fig. 3.1 - Schema sinottico di un gruppo VHF

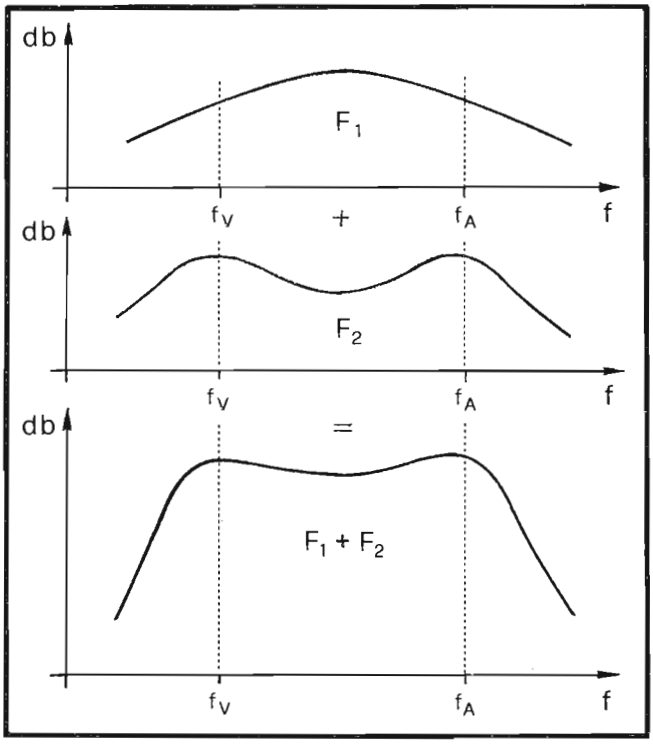


Fig. 3.2 - Curva di risposta totale dell'amplificatore di RF

Ad esempio, per il canale F (f_v=192.25 MHz, f_a=197.75 MHz), supponendo che le frequenze intermedie siano f_{ia}=40.25 MHz e f_{iv}=45.75 MHz, la frequenza dell'oscillatore locale f_o risulterà:

$$f_o = \begin{cases} f_v + f_{iv} = 192.25 + 45.75 = 238\,\text{MHz} \\ f_a + f_{ia} = 197.75 + 40.25 = 238\,\text{MHz} \end{cases}$$

3.3 L'amplificatore di RF—VHF

Questo circuito deve presentare le seguenti caratteristiche:
- impedenza d'ingresso di valore prossimo a quello dell'antenna (75 ohm), per semplificare il problema dell'adattamento di impedenza;
- amplificazione poco sensibile al guadagno di corrente dell'elemento attivo, per agevolare l'intercambiabilità dei transistors;
- assenza totale di reazione tra uscita ed ingresso, per evitare di far uso di circuiti di neutralizzazione.

Il circuito che impegna un transistor a base comune, risponde in maniera soddisfacente a questi requisiti.

Come si è già detto, lo stadio d'ingresso raccoglie dall'antenna un segnale la cui ampiezza può variare da pochi microvolt a una decina di millivolt. Per evitare fenomeni di saturazione ed intermodulazione negli stadi successivi, è indispensabile ricorrere ad un sistema di regolazione automatico del guadagno (CAG), che può essere realizzata agevolmente sfruttando la dipendenza del guadagno di un transistor dal valore della sua corrente di collettore (Fig. 3.3).

La condizione di massima amplificazione si ottiene facendo lavorare il transistor nel tratto B-C. Sia per un aumento (tratto C-D) che per una diminuzione (tratto A-B) della corrente di collettore, si ha riduzione di guadagno. Nel primo caso si parla di CAG diretto, nel secondo di CAG inverso. Il CAG diretto è il più usato poichè, presentando una caratteristica lineare più estesa, riduce il pericolo di intermodulazione.

Il filtro a doppio raccordo F_2 è costituito da due circuiti risonanti paralleloaccoppiati magneticamente, che fanno capo rispettivamente al collettore di T_1 ed alla base di T_2. Le bobine di questo filtro di banda, nei gruppi a torretta di commutazione, trovano posto, assieme a quelle dell'oscillatore locale F_3 e del filtro d'entrata F_1, su una basetta dotata di contatti (*strip*) e vengono commutate assieme nel passaggio da un canale all'altro.

In Fig. 3.4 è riportato un esempio di amplificatore di RF. Il segnale proveniente dall'antenna incontra per primo un filtro che sopprime la gamma 88-108 MHz (radio FM) per poter ottenere una buona ricezione anche nel canale C; quindi passa attraverso L_1 che con C_1 e C_2 realizza il filtro F_1 del tipo a π, arriva all'emettitore di T_1 e, amplificato e ulteriormente selezionato da L_2-C_3 e L_3-C_4, giunge infine sulla base di T_2 assieme al segnale dell'oscillatore locale proveniente da C_5.

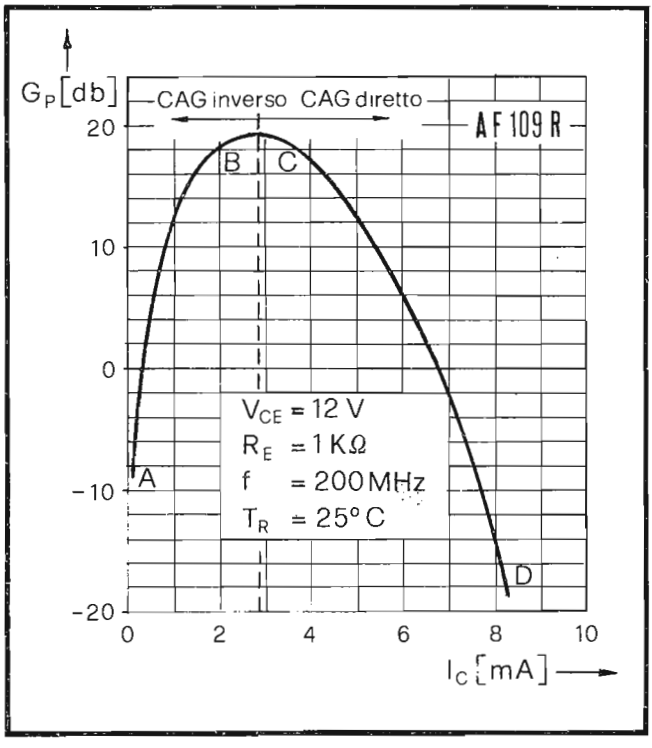


Fig. 3.3 - Curva di regolazione del guadagno per il transistor AF 109 R

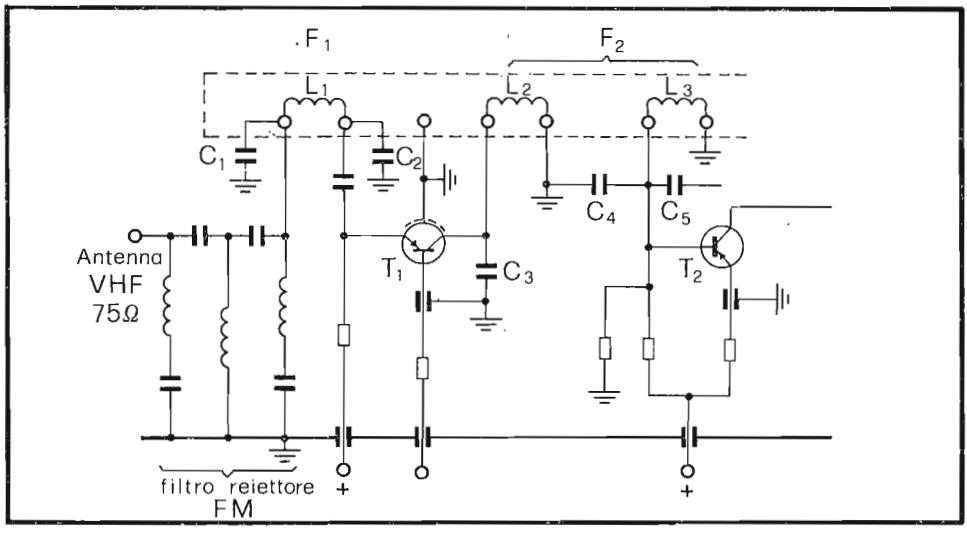


Fig.-3.4 - Schema semplificato di un amplificatore di RF con transistor a base comune.

3.4 - Lo stadio miscelatore (convertitore)

Nello stadio miscelatore avviene la conversione di frequenza. Tale processo ha luogo ogni qualvolta due segnali di frequenza diversa vengono a sommarsi entro un elemento non lineare. Per assicurare un contenuto limitato di armoniche e un guadagno di conversione costante (cioè indipendente dall'ampiezza del segnale relativo al canale ricevuto), si richiede che il segnale dell'oscillatore risulti sempre almeno 10 volte più ampio di quello da convertire. Nel nostro caso un'ampiezza di 200 mV è più che sufficiente per assicurare un funzionamento ottimale. I due segnali possono essere inviati al convertitore con una delle tecniche indicate in Fig. 3.5.

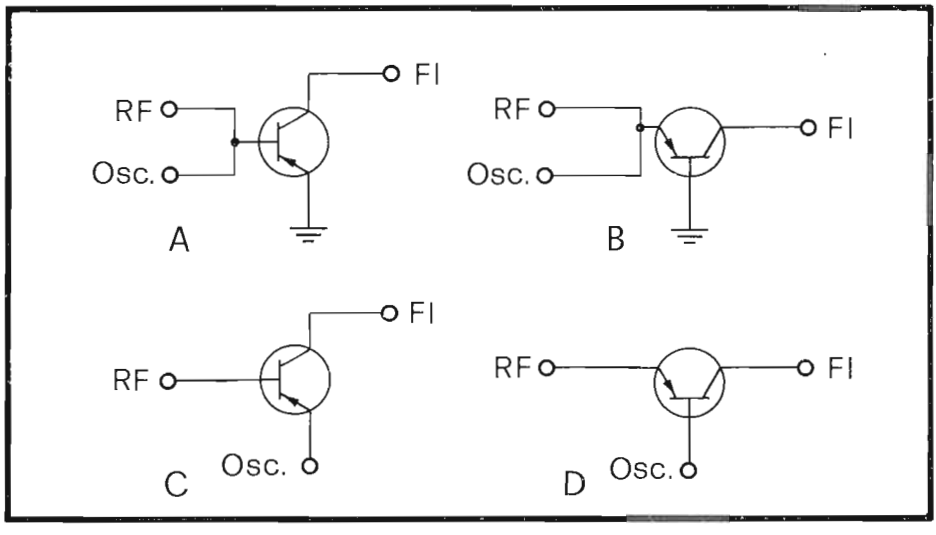


Fig. 3.5 - Possibili collegamenti dei segnali a RF e dell'oscillatore locale al miscelatore.

Il modo di operare del miscelatore differisce sensibilmente da quello di un amplificatore. Infatti, poichè la tensione fornita dall'oscillatore è abbastanza elevata (200 mV), il transistor ha un comportamento non lineare piuttosto accentuato. Sul circuito di collettore si trovano così: un segnale di frequenza pari alla differenza tra le frequenze dei due segnali applicati (FI), le sue armoniche, le frequenze dei segnali stessi e le loro armoniche.

Il circuito d'uscita è accordato sul valore della FI; in tal modo le altre componenti della corrente di collettore sono cortocircuitate e non vengono trasmesse allo stadio successivo. Se il transistor convertitore è collegato ad emettitore comune (Fig. 3.5 A,C) si richiede l'uso della neutralizzazione per evitare possibili inneschi di oscillazioni. Il problema non si pone ovviamente, per il montaggio a base comune (Fig. 3.5 B, D).

Nei primi apparecchi a transistors, i gruppi VHF erano di norma installati ad una certa distanza dal circuito amplificatore di media frequenza video e, quindi, necessitava l'uso di un tratto di cavo coassiale, per realizzare il collegamento. Essendo il cavo a bassa impedenza (75 ohm) si presenta il problema di realizzare l'adattamento. La Fig. 3.6 dà alcuni esempi di schemi di principio.

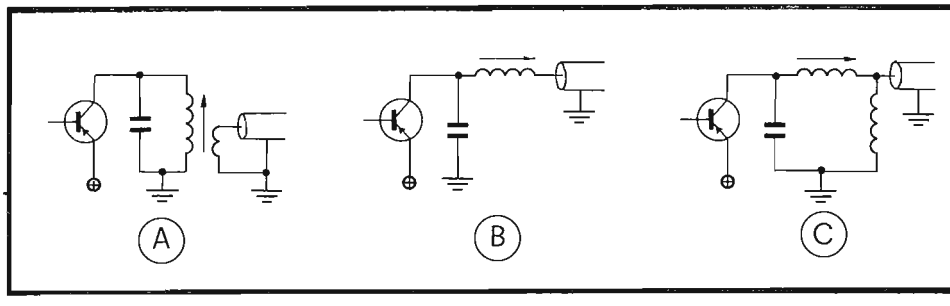


Fig. 3.6 - Collegamenti fra lo stadio convertitore e l'amplificatore di FI video.

In A si richiede un opportuno rapporto tra le spire primarie e secondarie, per ottenere l'accoppiamento ottimale. In B e C tale accoppiamento è determinato anche dalla lunghezza del cavo.

Quasi sempre lo stadio convertitore viene utilizzato quale primo amplificatore di media frequenza del segnale proveniente dal gruppo UHF. A tale scopo l'ingresso del convertitore è collegato tra due nodi opposti di un circuito a ponte (accordato sulla frequenza intermedia), mentre tra gli altri due è applicato il segnale di uscita del gruppo UHF.

3.5 - L'oscillatore locale

I due principali schemi di principio che possono essere realizzati con transistors, sono riportati in Fig. 3.7.

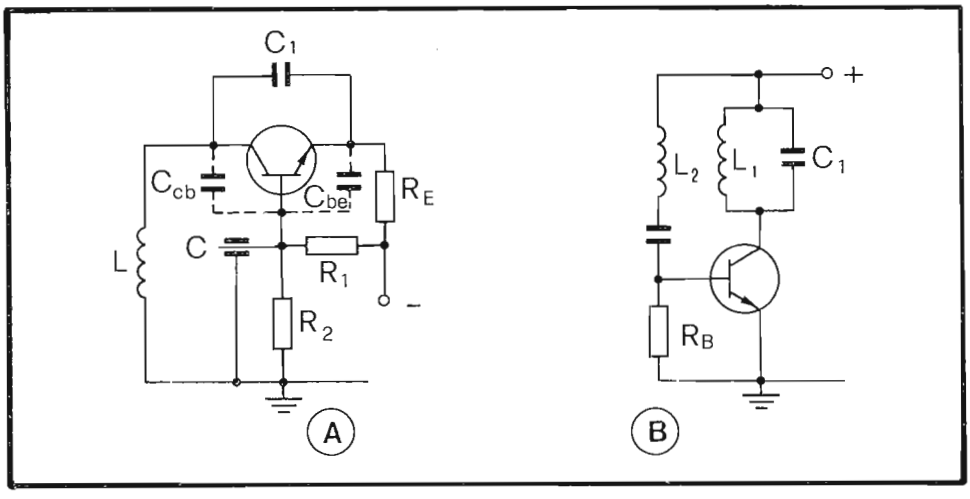


Fig. 3.7 - Circuiti di principio di oscillatori Colpitts (A) e Meissner (B).

In A è indicato il circuito Colpitts, molto spesso usato nel montaggio a base comune. In questo caso, infatti, una reazione interna compensa la riduzione del guadagno all'aumentare della frequenza e rende stabile il valore della tensione di oscillazione per tutte le frequenze delle bande I e III.

In B riconosciamo un oscillatore Meissner con accordo di collettore. Questo circuito è poco usato perchè richiede un maggior numero di commutazioni per il passaggio da un canale all'altro.

Il segnale dell'oscillatore può essere accoppiato al convertitore sia capacitivamente che induttivamente.

Per evitare il ritocco continuo del comando di sintonia, si richiede che la frequenza dell'oscillatore non vari in modo consistente. L'instabilità di frequenza è causata da variazioni della temperatura e della tensione di alimentazione. Alla prima causa si può rimediare con una scelta opportuna dei coefficienti di temperatura dei condesatori. Una variazione della tensione di alimentazione si traduce in una variazione della corrente di collettore e, quindi, in una modificazione dei parametri del transistor. In genere, ad un aumento della tensione di alimentazione corrisponde un aumento della frequenza.

Nei circuiti pratici si ha che, per una variazione della tensione di alimentazione da 9 V a 12 V, lo spostamento di frequenza dell'oscillatore risulta di 400 kHz in banda III e 300 kHz in banda I.

Il comando di sintonia fine agisce sul circuito oscillante variandone o la capacità totale o l'induttanza. Normalmente l'escursione di tale comando è dell'ordine di 1-2 MHz.

In Fig. 3.8 è riportato uno schema tipico di gruppo VHF. In esso il transistor T_3 è l'oscillatore locale costruito secondo lo schema Colpitts con base a massa. Per migliorare la stabilità termica, la capacità C_{27} è a coefficiente di temperatura definito. L_7, dotata di un nucleo in ferrite, in parallelo a L_{11}, permette la regolazione della frequenza dell'oscillatore locale e quindi su di essa agisce il comando di sintonia fine.

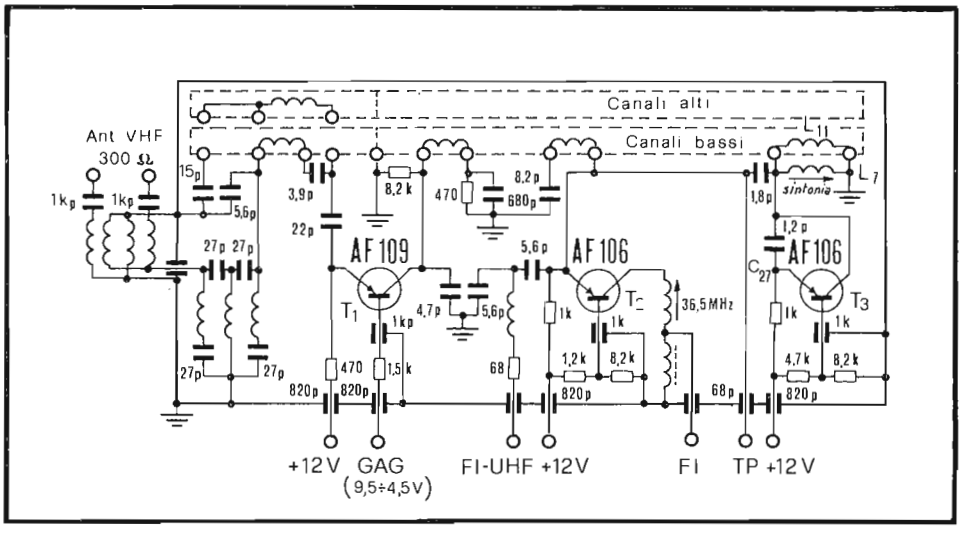


Fig. 3.8 - Schema elettrico di tuner VHF a torretta di commutazione (Spring).

3.6 - Il gruppo UHF

Il gruppo UHF dev'essere in grado di ricevere i 48 canali, ciascuno largo 8 MHz, compresi tra 470 e 860 MHz. Poichè non ci sono intervalli vuoti nelle bande IV e V, si può utilizzare un sistema a sintonia continua impiegante un condensatore variabile a più sezioni. Visto che i valori della frequenza di lavoro sono notevolmente elevati, risulta impossibile costruire circuiti risonanti nel modo tradizionale (con elementi a costanti concentrate).

Si preferisce impiegare allora dei tronchi di linea coassiale (elementi a costanti distribuite) in $\lambda/2$ o $\lambda/4$, aperti o in cortocircuito, caricati capacitivamente (Fig. 3.9).

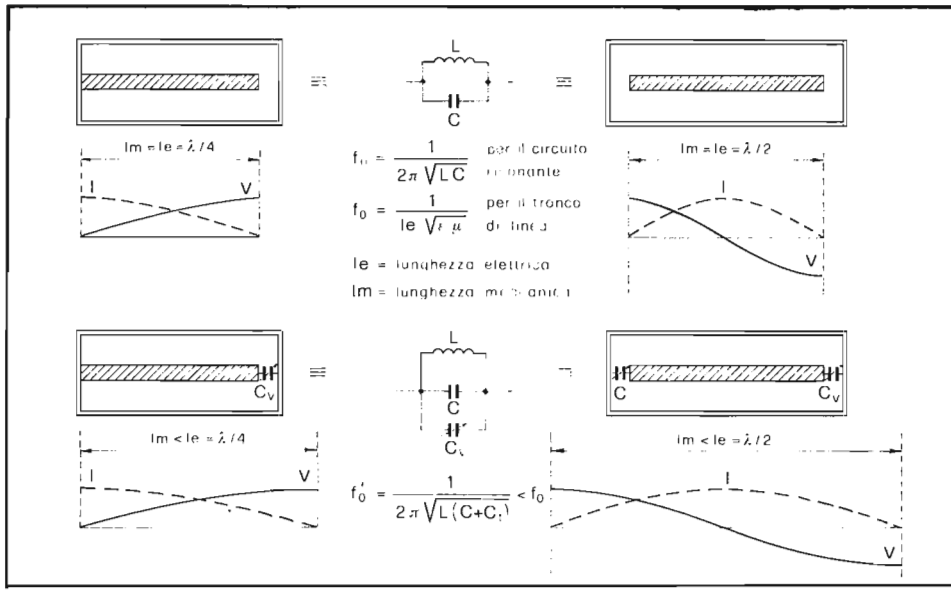


Fig. 3.9 - Risuonatori coassiali in $\lambda/4$ e $\lambda/2$ e variazione della frequenza d'accordo per caricamento capacitivo.

Un circuito risonante può essere allora realizzato usando o un tronco di linea in $\lambda/4$ cortocircuitata ad un estremo, oppure in $\lambda/2$ aperta. Si usa generalmente la prima soluzione che permette di ottenere una riduzione delle dimensioni. I circuiti convenzionali si possono accoppiare fra loro per realizzare filtri di banda; lo stesso risultato si può ottenere anche accoppiando tra loro ad esempio due tronchi di linea (Fig. 3.10).

La soluzione più adottata per il gruppo UHF è schematizzata in Fig. 3.11. In questo caso vengono utilizzati due transistors, con funzioni rispettivamente di amplificatore RF e di convertitore auto-oscillante. Vengono impiegati complessivamente tre circuiti risonanti costruiti con le tecniche descritte precedentemente. Due di essi, accoppiati, realizzano un filtro di banda con funzione di preselettore, cioè soppressore della *frequenza immagine*. L'altro costituisce il circuito risonante della parte oscillatrice.

Un filtro F_3 permette di estrarre il segnale a frequenza intermedia che, come visto, potrebbe essere portato all'ingresso del convertitore VHF, utilizzato come amplificatore di FI.

Per ricevere il canale 22 (f_v=479.25 MHz, f_a=484.75 MHz), se f_{iv}=45.75 MHz, la frequenza dell'oscillatore locale risulta:

$$f_o = f_v + f_{iv} = 479.25 + 45.75 = 525 \text{ MHz}.$$

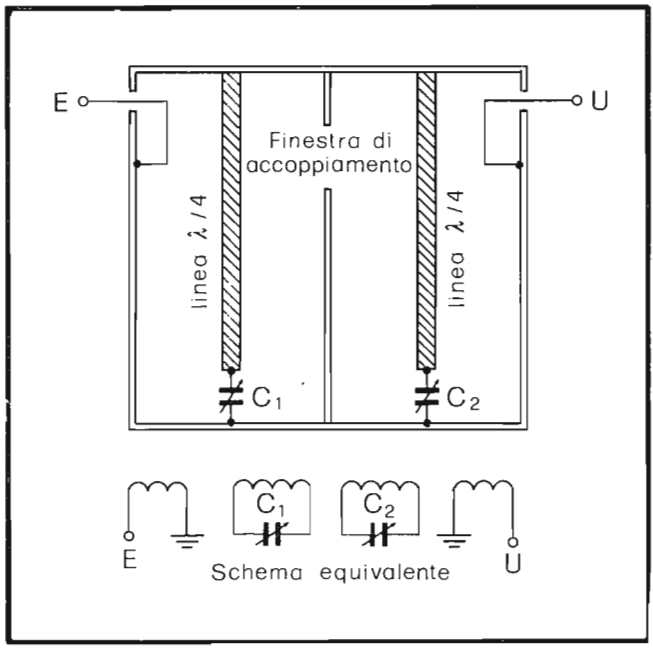


Fig. 3.10 - Filtro di banda a costanti distribuite e suo circuito equivalente

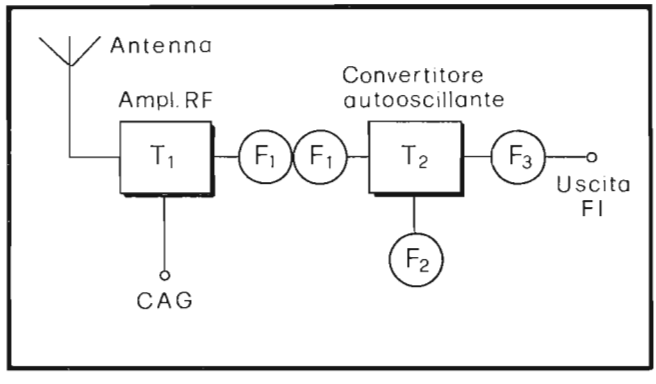


Fig. 3.11 - Schema sinottico di un tuner UHF

3.7 - L'amplificatore di RF—UHF

Il transistor amplificatore, collegato a base comune per i motivi già visti nel caso del gruppo VHF, presenta un'impedenza d'entrata che si adatta quasi perfettamente all'antenna. E' quindi possibile realizzare un accoppiamento fisso tra ingresso ed emettitore, come indicato a titolo d'esempio in Fig. 3.12.

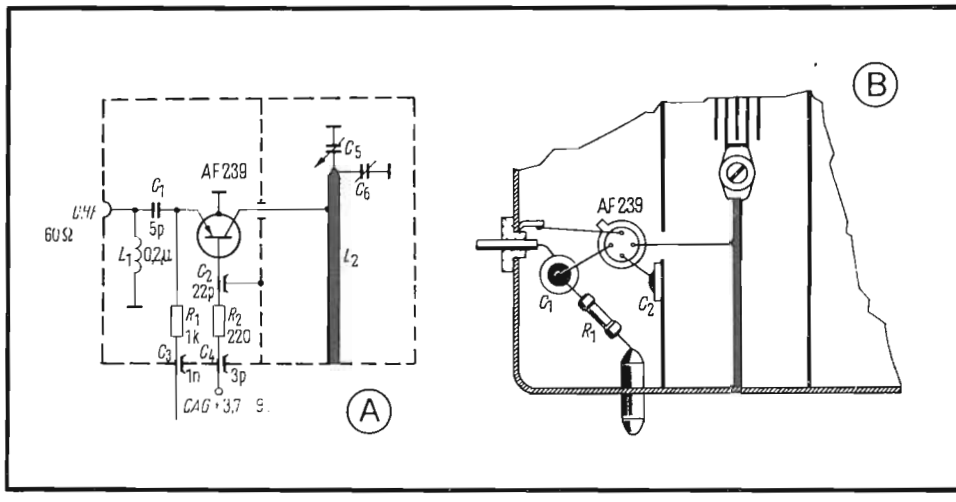


Fig. 3.12 - Amplificatore UHF e relativi collegamenti elettrici.

Il segnale proveniente dall'antenna giunge all'emettitore del transistor AF 239 passando attraverso il condensatore C_1. La bobinetta L_1, presentando un'impedenza rilevante alla frequenza del segnale, non altera l'ampiezza mentre è in grado di scaricare a massa le cariche elettrostatiche che dovessero pervenire all'antenna.

Il transistor amplificatore è polarizzato con R_2 ed R_1 in modo che, quando la tensione di CAG è di 9 V, ne risulti una corrente di emettitore di 2.8 mA. In queste condizioni il circuito fornisce il massimo guadagno (circa 15 dB). Quando la tensione di CAG diminuisce, aumenta la corrente di emettitore mentre cala il guadagno dello stadio (Fig. 3.13 A).

Per ottimizzare il comportamento del circuito in termini di adattamento di impedenza, guadagno e rumore, si ricorre al montaggio dei componenti come indicato in Fig. 3.12 B.

Al collettore del transistor si trova il filtro di banda UHF realizzato con due tronchi di linea in $\lambda/4$, accordati capacitivamente ed accoppiati tra di loro con una spira (loop) e con una finestra praticata nello schermo comune. La curva di risposta dell'amplificatore alla frequenza centrale di 500 MHz, in diverse condizioni di regolazione, è riportata in Fig. 3.13 B.

Si noti a tal proposito che l'insellamento massimo è contenuto in 1.5 dB.

Il segnale d'uscita, disponibile su L_5, è applicato all'emettitore del transistor mescolatore per sovrapporsi alla tensione prodotta dall'oscillatore. La perlina di ferrite F, posta sul filo di collegamento d'emettitore, riduce l'irradiazione parassita del tuner (Fig. 3.16).

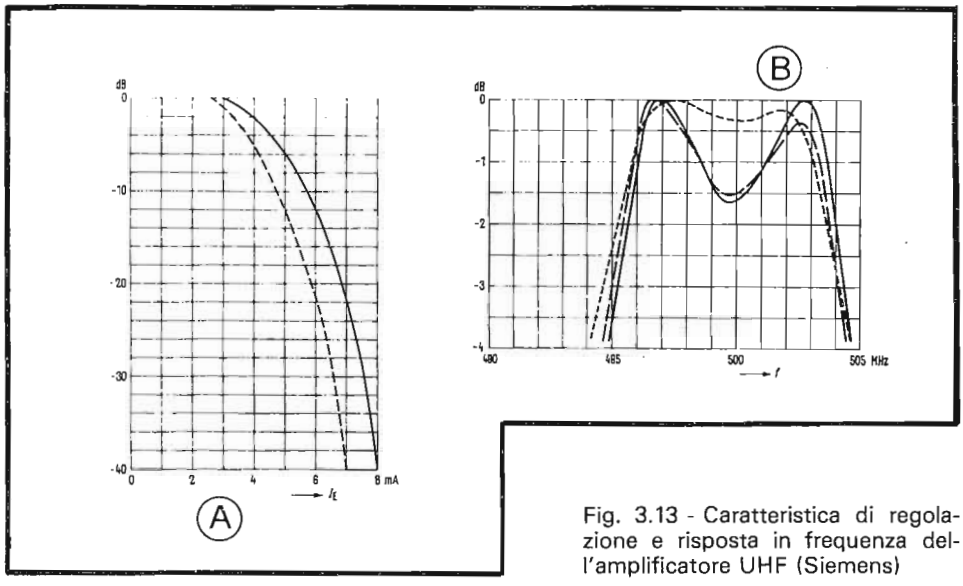


Fig. 3.13 - Caratteristica di regolazione e risposta in frequenza dell'amplificatore UHF (Siemens)

3.8 - Il convertitore auto-oscillante

Il convertitore auto-oscillante impiega un transistor a base comune che funziona come oscillatore secondo lo schema Colpitts. L'elemento che determina la frequenza di oscillazione è realizzato con un tronco di linea in $\lambda/4$ o $\lambda/2$. In aggiun-

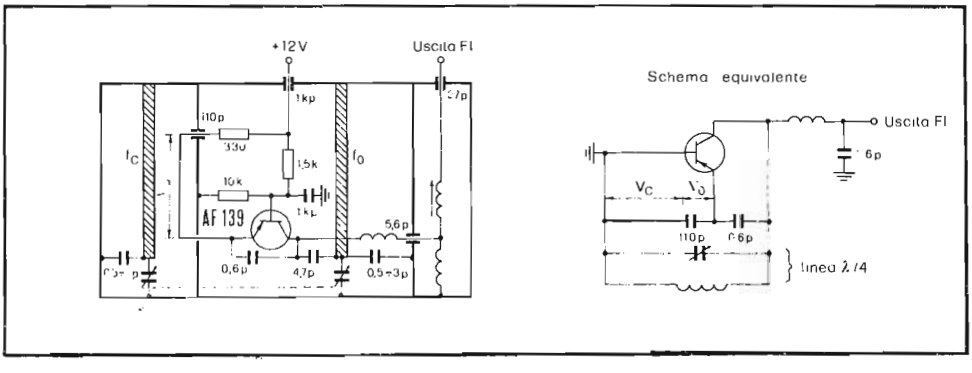


Fig. 3.14 - Circuito convertitore autooscillante UHF e suo schema elettrico equivalente.

ta al segnale di reazione proprio dell'oscillatore, all'emettitore viene applicata la tensione del segnale da convertire, ottenuta per accóppiamento induttivo con il conduttore centrale della seconda linea del filtro di banda del preselettore (Fig. 3.14). Questa è la soluzione adottata nella costruzione del tuner UHF il cui schema completo è riportato in Fig. 3.15.

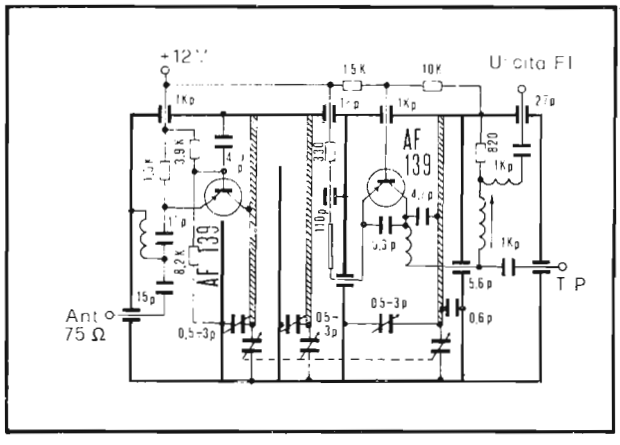


Fig. 3.15 - Schema elettrico di un tuner UHF (Ducati)

Anche nel gruppo UHF riportato in Fig. 3.16 viene usato un transistor AF 139, come convertitore auto-oscillante connesso a base comune. La corrente di collettore a riposo è di 1.8 mA circa. La capacità di reazione è costituita da quella interna del transistor aumentata connettendo lo schermo al collettore. L'accoppiamento tra il collettore e la linea in $\lambda/4$ della sezione oscillatrice è realizzato con il condensatore C_{13} da 3 pF. C_{12}, da 0.6 pF, che possiede un coefficiente di temperatura negativo (N 750), assicura la compensazione termica dell'oscillatore. Attraverso L_5, come già detto per lo schema di Fig. 3.14, viene sovrapposto al segnale dell'oscillatore locale quello proveniente dall'amplificatore RF, con lo scopo di realizzare la conversione di frequenza. Attraverso la bobina L_7 il segnale ricevuto, convertito alla frequenza intermedia, viene portato al primario, L_8, del filtro di banda a FI e inviato all'uscita del gruppo. La bobina L_9 impedisce che segnali residui UHF, alla frequenza dell'oscillatore, escano dal gruppo. L_{10}, infine, assicura l'alimentazione in continua del transistor convertitore auto-oscillante.

Nel circuito di Fig. 3.15, che impiega due transistors mesa epitassiali AF 139, si ottiene un guadagno complessivo di 20 dB su tutta la gamma, mentre in quello di Fig. 3.16, che fa uso di un AF 239 (di costruzione più recente) e di un AF 139 come convertitore auto-oscillante, il guadagno è di 26 dB. Poichè questo valore è sensibilmente inferiore a quello ottenibile dal gruppo VHF (circa 40 dB), si rende oppor-

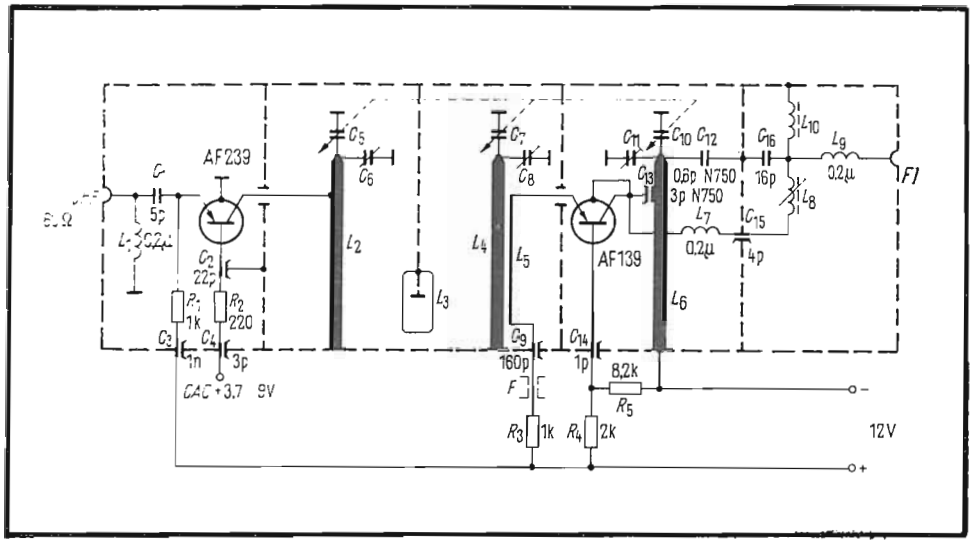


Fig. 3.16 - Schema elettrico di un tuner UHF (Siemens).

tuna una amplificazione supplementare che, come già detto, viene realizzata dal convertitore del gruppo VHF.

3.9 - Il sintonizzatore VHF—UHF integrato

La naturale evoluzione dei circuiti descritti nei paragrafi precedenti è la loro integrazione. Ciò porta ad utilizzare un unico contenitore che racchiude meccanicamente, in modo compatto, i due gruppi. Lo stesso condensatore variabile a tre sezioni realizza la sintonia della parte UHF e di quella VHF che ora viene divisa nelle sue due bande TV, la I e la III. Con lo stesso condensatore variabile è allora possibile coprire le bande:

I	52— 88 MHz	$f_M/f_m = 1.7$
III	170—232 MHz	$f_M/f_m = 1.35$
IV—V	440—870 MHz	$f_M/f_m = 1.98$

richiedendo semplicemente un rapporto di *capacità massima/capacità minima* superiore a $1.98^2 \cong 4$, determinato dalle esigenze di ricezione della banda UHF. Il passaggio da una all'altra delle tre bande viene effettuato attraverso un commutatore a tre posizioni. Ciascuna manopola di preselezione è così dotata di un commutatore coassiale a tre posizioni, una per ciascuna banda.

Le soluzioni, in pratica, sono di due tipi. La prima utilizza 5 transistors che vengono impiegati esattamente come nella soluzione a gruppi distinti; in questo caso

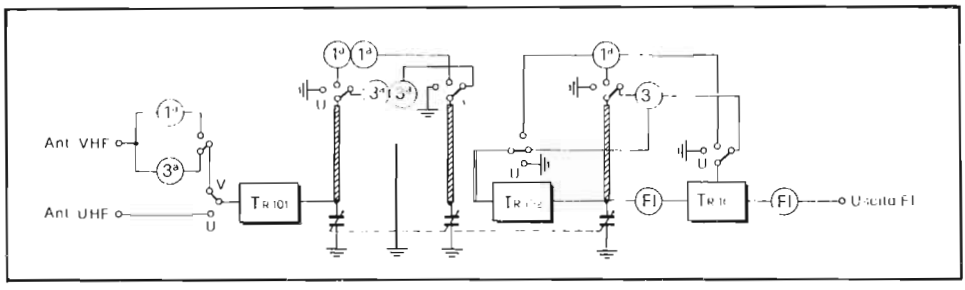


Fig. 3.17 - Schema a blocchi di un tuner VHF-UHF integrato a tre transistors.

le commutazioni producono lo stesso effetto della torretta e del pulsante del cambio programma. La seconda utilizza tre transistors che, con una serie di commutazioni molto più complesse, permettono di realizzare le stesse funzioni (Fig. 3.17).

Uno schema semplificato del tuner integrato con commutazione meccanica a tre transistors è indicato in Fig. 3.18.

Il transistor T_{R101} (AF 239), amplificatore di RF con base a massa, riceve il segnale al suo emettitore attraverso il commutatore di gamma. Per la gamma VHF, il segnale d'antenna viene inviato dal commutatore ai filtri per la banda III o per la banda I. Il collettore dello stesso transistor fa capo all'estremo attivo della linea $\lambda/4$, mentre l'altro estremo è collegato a massa, tramite il commutatore, o direttamente o attraverso le bobine del filtro preselettore. All'emettitore del transistor

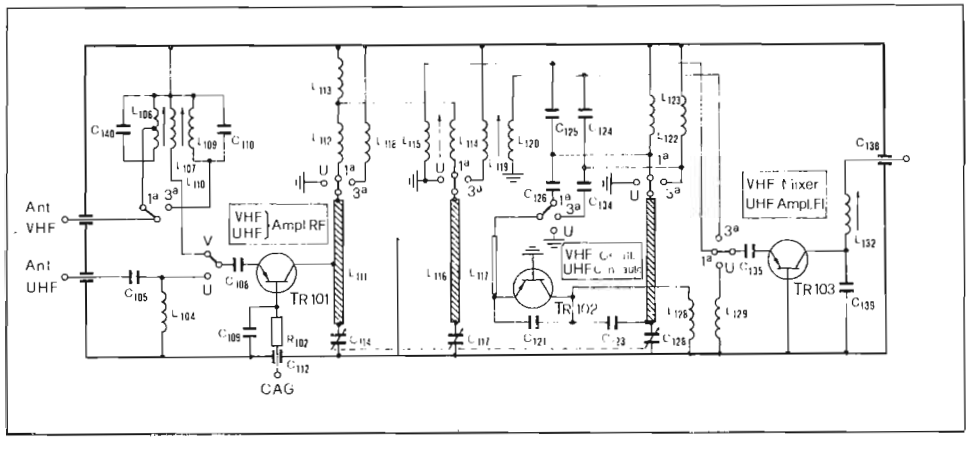


Fig. 3.18 - Schema elettrico semplificato del tuner di Fig. 3.17.

T_{R103} (AF 106) pervengono, con accoppiamenti induttivo il segnale del preselettore e, capacitivo, quello prodotto dall'oscillatore VHF T_{R102} (AF 139). Si ha così la conversione di frequenza e quindi l'uscita a FI. In posizione UHF le estremità delle linee vengono collegate a massa, escludendo in tal modo tutti i circuiti selettivi della sezione VHF. Viene così realizzato un gruppo UHF in $\lambda/4$ con l'aggiunta di T_{R103} con funzione di amplificatore di FI.

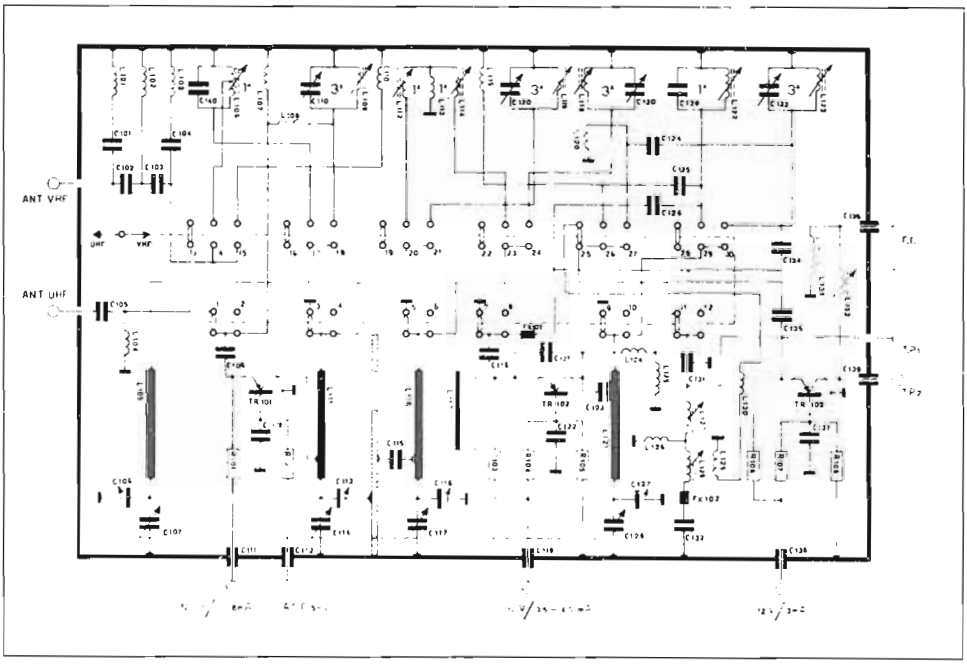


Fig. 3.19 - Schema elettrico di un tuner VHF-UHF integrato (Spring).

3.10 - Sintonia elettronica a varicap

La disponibilità di diodi varicap a rapporto di capacità superiore a 4 permette la sostituzione delle diverse sezioni del condensatore variabile con altrettanti diodi. In questo modo la sintonia viene regolata modificando la tensione continua inversa applicata alle giunzioni. Il comando di sintonia è realizzato allora impiegando un potenziometro che può essere situato anche a notevole distanza dal sintonizzatore,

dato che il collegamento interessa solo tensioni continue. Ad esempio il diodo BB 105 B presenta un rapporto di capacità superiore a 4.5 nell'intervallo 3-25 V di tensione applicata, con un valore di resistenza serie equivalente di 0.8 ohm.

Un esempio di impiego dei diodi varicap in un tuner UHF è mostrato in Fig. 3.20.

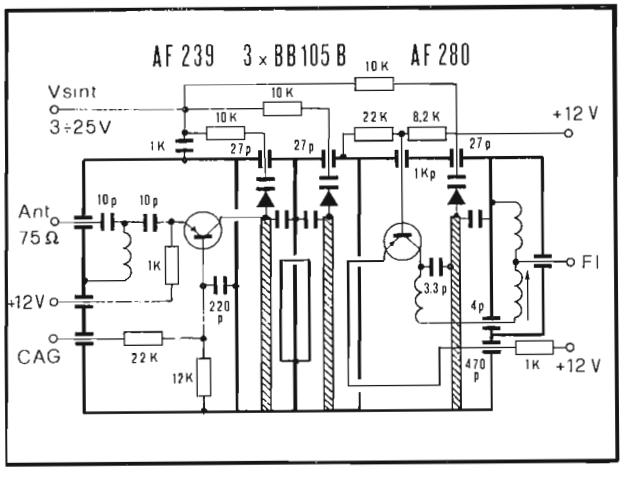


Fig. 3.20 - Schema elettrico di un tuner UHF con sintonia a varicap (Siemens)

3.11 - Tuner integrato con sintonia a varicap e commutazione elettronica

L'obiettivo finale è di poter montare il gruppo UHF-VHF sul circuito del televisore, a distanza anche notevole dal pannello frontale sul quale prendono posto i tasti ed i comandi di sintonia. Allo scopo, vengono introdotti, oltre ai già citati diodi varicap, i diodi di commutazione. Questi ultimi hanno la funzione di sostituire materialmente i commutatori meccanici, grazie alla loro caratteristica di possedere una resistenza bassa in polarizzazione diretta e alta (accompagnata da un bassissimo valore di capacità) in polarizzazione inversa.

In Fig. 3.21 è riportato lo schema parziale dell'amplificatore di RF-VHF, nel quale il carico risonante del collettore è regolato in sintonia dal diodo BB 109. Il passaggio dalla banda I alla III si effettua modificando la polarizzazione del diodo di commutazione BA 243. L'applicazione ad esso di una tensione di +12 V lo porta in conduzione; la bobina L_2 è allora cortocircuitata, per le componenti alternate, dal diodo e dalla capacità da 820 pF; il circuito lavora così ad una frequenza più alta (banda III). Collegando invece una tensione di −4 V all'ingresso di commutazione, il diodo risulta interdetto e perciò l'induttanza totale vista dal collettore risulta la serie di L_1, L_2: ne consegue una frequenza di risonanza più bassa (Banda I).

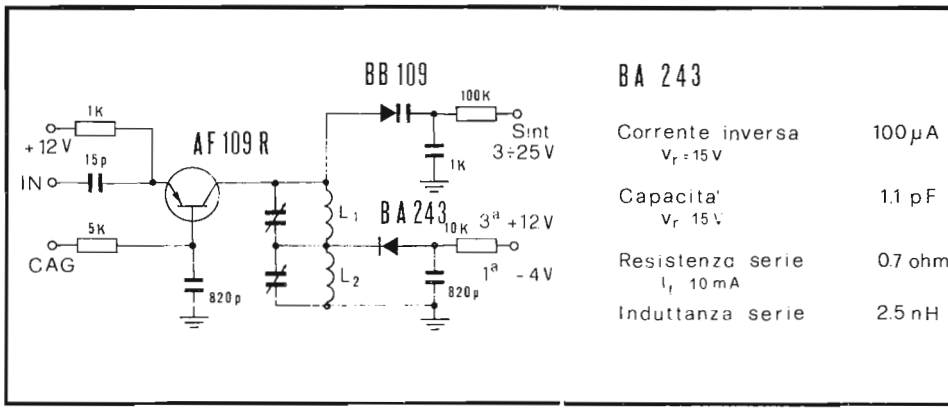


Fig. 3.21 - Schema di principio della sintonia a varicap e della commutazione di banda dell'amplificatore di RF-VHF.

In modo del tutto analogo vengono modificate le frequenze di risonanza degli altri circuiti accordati del gruppo. Anche il passaggio del convertitore VHF ad amplificatore di FI del segnale UHF viene di solito realizzato utilizzando un diodo di commutazione: ciò permette di evitare l'impiego di critici e costosi circuiti di disaccoppiamento.

C'è da notare ancora che alcuni tuners integrati sono dotati di circuito accordato anche all'ingresso dello stadio amplificatore di RF, analogamente a quanto visto

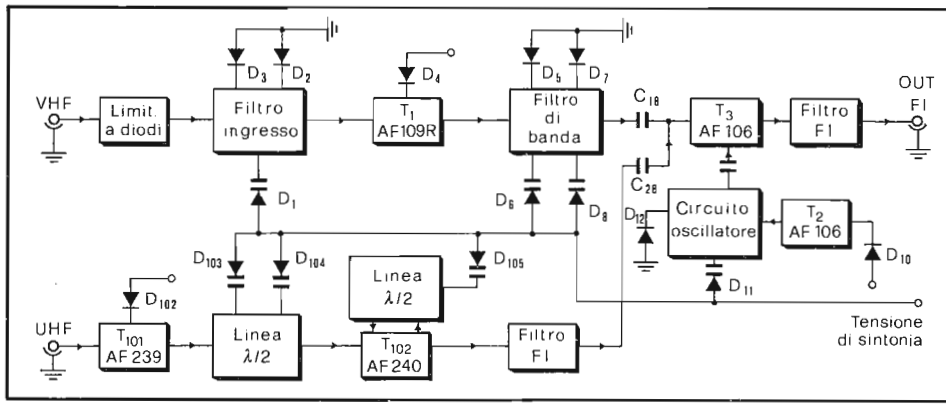


Fig. 3.22 - Schema a blocchi di un tuner integrato con sintonia a varicap e commutazione elettronica di banda.

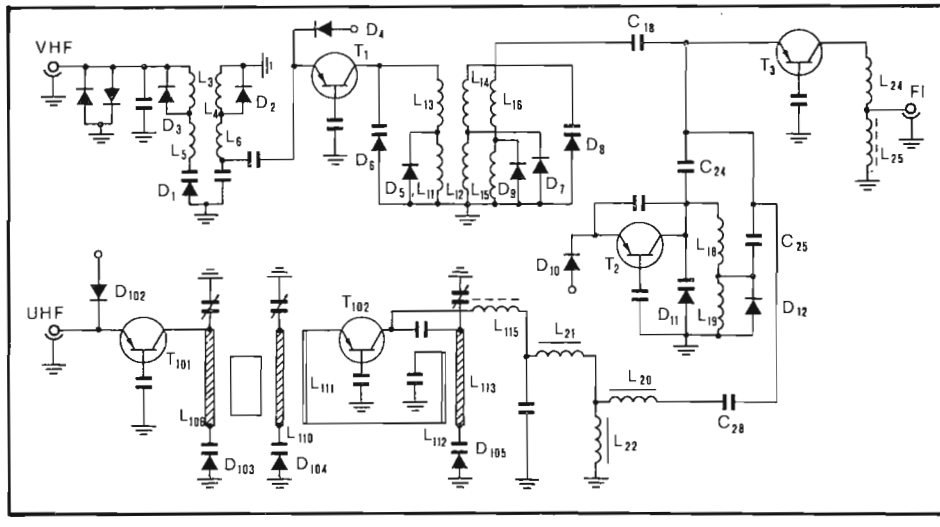


Fig. 3.23 - Schema elettrico semplificato del tuner di Fig. 3.22.

nel paragrafo 3.2. Ciò richiede l'aggiunta di un diodo varicap e di un diodo di commutazione. Questa complicazione circuitale porta a consistenti vantaggi per quanto riguarda l'amplificazione, la selettività e la modulazione incrociata.

La Fig. 3.22 mostra lo schema a blocchi di un tuner integrato che equipaggia alcuni televisori CGE, il cui circuito elettrico completo e la mappa dei componenti sono riportati in Fig. 3.24 e 3.25 rispettivamente.

Con l'aiuto della Fig. 3.23, che riporta lo schema semplificato del tuner, seguiamone il funzionamento.

Il segnale VHF, proveniente dall'antenna, attraversa il limitatore a diodo e giunge sul primo filtro; quest'ultimo è sintonizzato in modo continuo dal varicap D_1 e commutato in banda I e III da D_3. L'accoppiamento tra il filtro preselettore e l'emettitore di T_1 è realizzato induttivamente con selezione operata da D_2. In VHF l'alimentazione di T_1 è permessa da D_4. Il filtro di banda a doppio accordo, posto tra il collettore di T_1 e l'emettitore di T_3, è sintonizzato dai varicap $D_6 D_8$ e commutato di banda da $D_5 D_7$. D_9 modifica il grado di accoppiamento cortocircuitando, in banda III, la bobina L_{15}. L'oscillatore VHF è sintonizzato in modo continuo mediante D_{11} ed il circuito oscillante è commutato da D_{12}. Sempre in VHF, alla base del convertitore (T_3) pervengono sia il segnale dell'oscillatore attraverso C_{24} (banda III) o C_{25} (banda I) che quello captato dall'antenna e amplificato da T_1. Il prodotto della conversione di frequenza è disponibile su L_{25}.

Quando si porta il commutatore in banda I, rimane libero il morsetto 2A del gruppo. Su questo punto, cui fanno capo diversi diodi di commutazione (D_9, D_7, D_5, D_3, D_2), viene allora a presentarsi una tensione continua (−5 V) ottenuta per

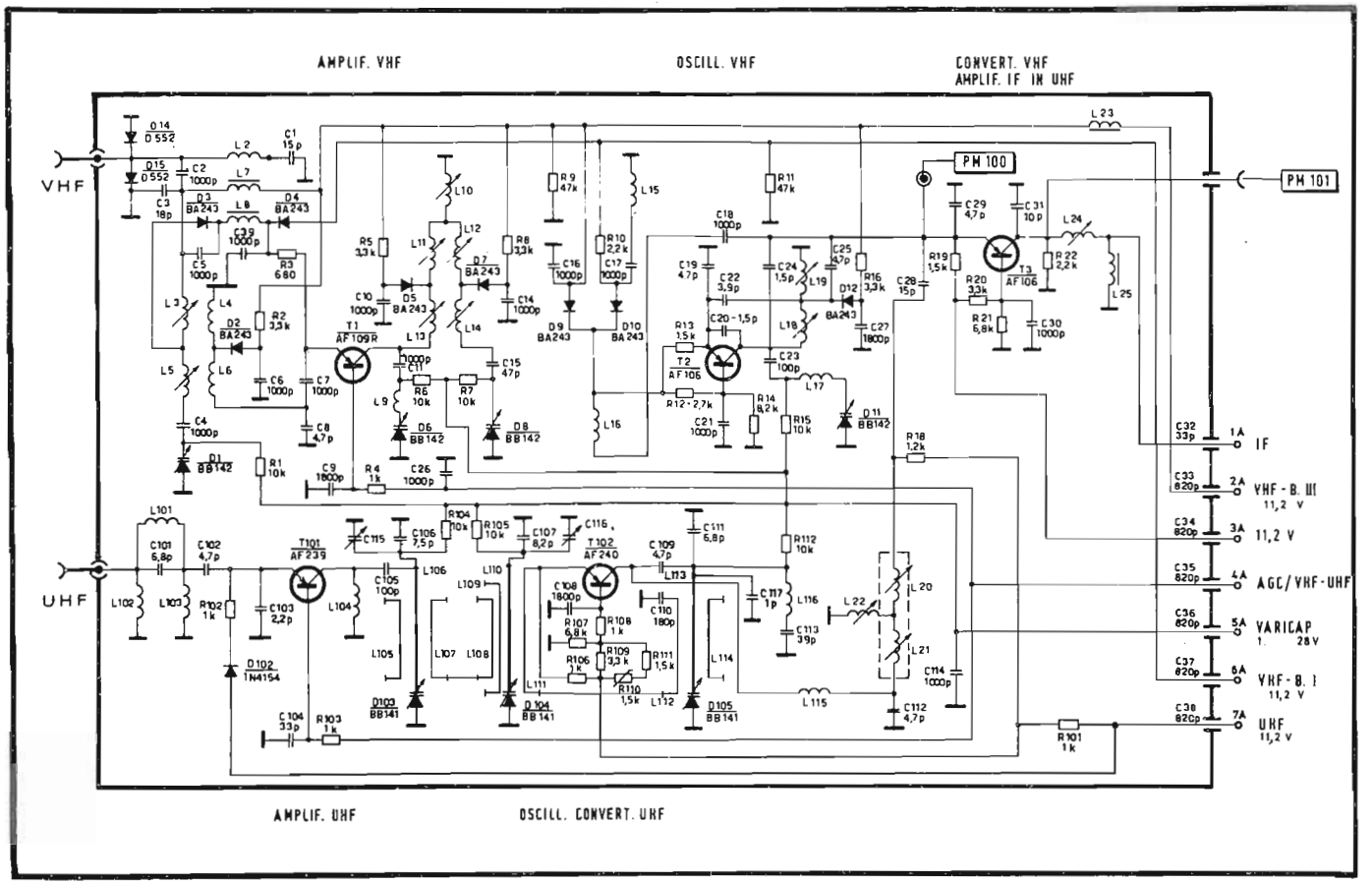


Fig. 3.24 - Schema elettrico di un tuner integrato con sintonia a varicap e commutazione elettronica di banda (CGE).

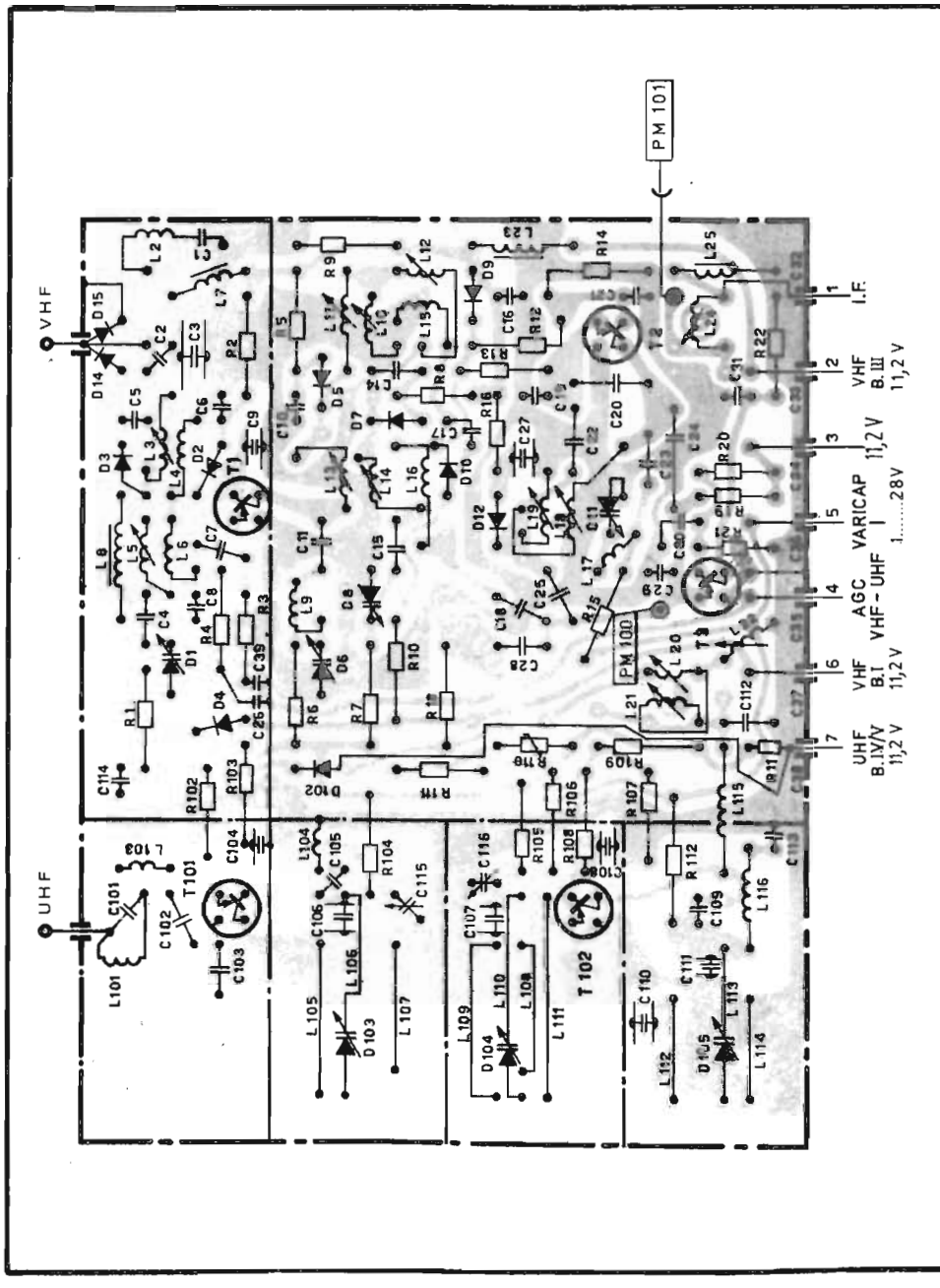


Fig. 3.25 - Disposizione dei componenti del tuner di Fig. 3.24.

rettificazione della tensione dell'oscillatore locale, presente su L_{19}, grazie al diodo D_{12} ed al condensatore C_{27}. Questa tensione negativa polarizza inversamente i diodi assicurandone così l'interdizione.

Con il commutatore di gamma disposto in UHF (bande IV e V) viene tolta l'alimentazione ai transistors T_1 e T_2 per mezzo dei diodi D_4 e D_{10}. Il primo, in particolare, isola la giunzione base emettitore di T_1 dalla linea di CAG comune all'amplificatore di RF-UHF. Il funzionamento di questa sezione è identico a quello descritto precedentemente, con l'unica differenza che i filtri a costanti distribuite sono del tipo $\lambda/2$, caricati capacitativamente su entrambe le estremità.

Il segnale UHF convertito di frequenza viene portato da C_{28} all'emettitore di T_3 che, in queste condizioni, funziona come amplificatore di FI.

3.12 - Pulsantiera di sintonia e sua alimentazione

Il sistema di sintonia elettronica descritto rende particolarmente semplice la soluzione del problema della preselezione. Sono sempre più frequentemente usate tastiere da 4 a 12 tasti con altrettanti potenziometri demoltiplicati e commutatori a tre posizioni, che permettono di prestabilire la banda di ricezione. Quando un tasto viene premuto, la tensione presente sul cursore del relativo potenziometro di sintonia viene inviata all'ingresso SINT del gruppo. Contemporaneamente un'altra via del pulsante immette la tensione di alimentazione su uno dei tre ingressi (bI, bIII, bIV-bV) precedentemente scelto con la rotazione del commutatore a tre posizioni. In questo modo ad ogni tasto corrisponde una emittente scelta liberamente in una delle gamme VHF-UHF.

Le connessioni elettriche relative ad un tasto sono indicate in Fig. 3.26. A volte agli estremi superiore ed inferiore del potenziometro sono collegate resistenze fisse

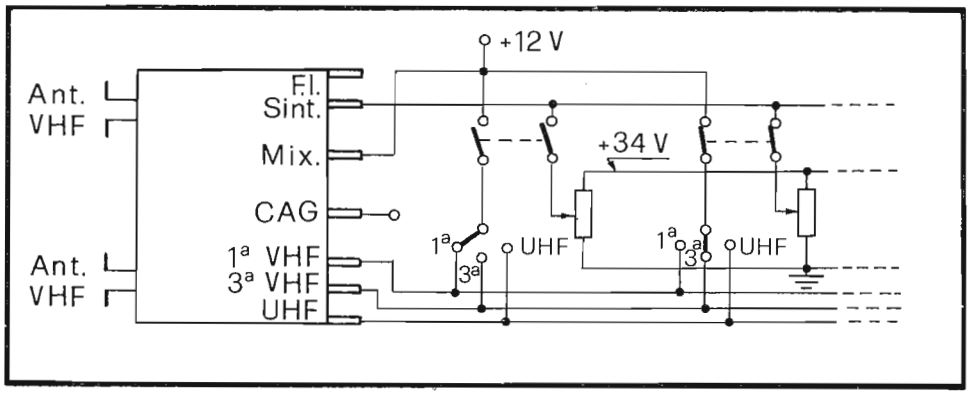


Fig. 3.26 - Collegamenti tra tuner e tastiera di selezione dei canali.

o semifisse; la loro funzione è quella di contenere l'escursione della tensione presente sui cursori dei potenziometri, quando richiesto.

La stabilità dell'oscillatore locale VHF e UHF è condizione indispensabile per una buona e costante ricezione. Nei tuners integrati con sintonia a varicap, oltre al problema della stabilità dei circuiti elettronici veri e propri di cui si è già parlato, si aggiunge quello relativo alla stabilità della tensione in arrivo dai potenziometri di sintonia. A tale scopo sono stati sviluppati dei circuiti integrati di stabilizzazione con limitatissima deriva termica.

Ad esempio il tipo TAA 550 (con caratteristiche simili al tipo ZTK 33) contiene 9 transistors collegati tra loro in modo da garantire una bassa resistenza dinamica (10 ohm tipici) ed una stabilità eccezionale (1.5 mV/°C).

La tensione d'uscita è compresa tra i 30 ed i 36 V. Come si vede dallo schema tipico d'impiego riportato in Fig. 3.27, lo stabilizzatore è, a tutti gli effetti, equivalente ad un diodo Zener e richiede, pertanto, una resistenza di limitazione (27 kohm — 3 watt) ed un condensatore di by-pass (4.7 kpF).

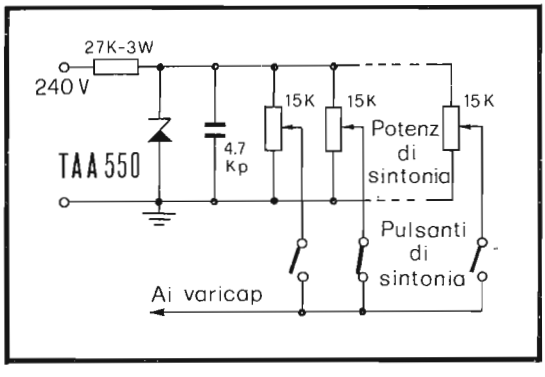


Fig. 3.27 - Alimentazione stabilizzata dei potenziometri di sintonia

3.13 - Attenuatore a diodi PIN per la regolazione del guadagno

Si è visto nei paragrafi precedenti che le regolazioni del guadagno nello stadio amplificatore di RF delle sezioni VHF e UHF viene realizzato modificando la corrente di collettore del transistor, secondo uno dei due metodi che abbiamo chiamato *diretto* e *inverso*. Il vantaggio della regolazione diretta risiede, come già detto, nella maggiore capacità del transistor ad accettare segnali forti presentando in corrispondenza ad essi una corrente di emettitore maggiore. Per questo motivo la regolazione diretta presenta un livello di modulazione incrociata, tra segnali contempo-

raneamente presenti all'ingresso dell'amplificatore, inferiore a quella relativa al caso di regolazione inversa.

La situazione più sfavorevole si presenterà quando ci si vuol sintonizzare su una emittente debole in presenza di altro segnale forte. In questo caso il circuito di controllo automatico di guadagno fa calare la corrente di emettitore e predispone quindi il transistor a produrre un maggior tasso di modulazione incrociata.

E' possibile ottenere un considerevole miglioramento nei confronti dei fenomeni di modulazione incrociata, impiegando transistors con caratteristica di regolazione piatta per alti valori della corrente di collettore, assieme ad una rete di attenuazione a T o a L rovesciato o a π, realizzata con diodi PIN, che alle frequenze VHF e UHF si comportano come resistenze.

3.13.1 - Funzionamento di un attenuatore a pi-greco equipaggiato con diodi PIN

In Fig. 3.28 B è riportato lo schema di principio di un semplice attenuatore regolabile, nel quale la resistenza variabile è sostituita con un diodo PIN. Come si vede in Fig. 3.28 A, la resistenza che il diodo presenta al variare della corrente diretta passa da pochi ohm (I_d = 10 mA) a qualche decina di kohm (I_d = 2 μA). Al variare della corrente di comando, varia dunque la resistenza interna del diodo e, quindi, l'effetto di partizione che tale resistenza produce assieme a quella interna (R_i) del generatore. Le capacità C di accoppiamento servono a bloccare la componente continua mentre l'induttanza L funge da blocco per le componenti alternate.

L'attenuazione di un circuito di questo genere può raggiungere i 40 dB come risulta dalla Fig. 3.28 B. Tale soluzione molto semplice presenta però alcuni inconve-

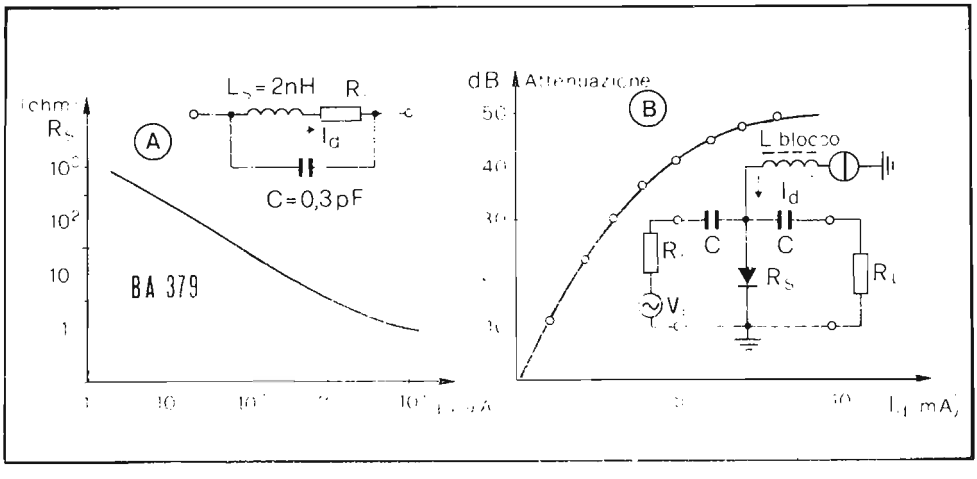


Fig. 3.28 - Diodo PIN: caratteristica R_s-I_d (A) e suo impiego in un semplice attenuatore (B).

nienti; il più importante di essi è senz'altro quello dovuto al forte disadattamento d'impedenza che si verifica per alte attenuazioni, a causa della notevole differenza tra i valori di R_i (75 ohm) e R_s (qualche ohm). L'effetto di questo disadattamento si manifesta sotto forma di riflessione del segnale lungo la discesa d'antenna con formazione, sullo schermo, di sdoppiamenti di immagine. L'inconveniente può essere eliminato ricorrendo alla soluzione riportata in Fig. 3.29 A. In questo caso vengono impiegati tre diodi PIN del tipo BA 379 di cui due, D_1 e D_3, formano il partitore vero e proprio, mentre il terzo D_2, viene utilizzato per contenere le variazioni del carico offerto dal circuito e, quindi, il grado di disaccoppiamento.

Quando il segnale ricevuto è debole, I_{d1} dev'essere alta e I_{d2} bassa per rendere trascurabile l'attenuazione del circuito; al contrario, nel caso del segnale forte dovrà risultare I_{d1} bassa e I_{d2} alta per avere l'attenuazione necessaria.

Come si ricava dalla Fig. 3.28 A, la corrente di comando del diodo PIN può raggiungere valori di qualche mA. Per questo motivo può essere usato un transistor n-p-n (T di Fig. 3.29 B) come amplificatore di corrente continua comandato da una tensione di CAG inversa (cioè decrescente all'aumentare del livello del segnale ricevuto).

Consideriamo il caso della tensione di CAG massima (12 V). Se la corrente circolante in D_1 è di 5 mA ($R_d \simeq 7$ ohm), la caduta di tensione ai capi di R_2 è di 9 V. Siccome R_1 è collegata al punto comune di $R_3 - R_4$, posto a 7 V, i diodi PIN D_2 e D_3 saranno interdetti. In questo caso l'attenuazione è praticamente trascurabile.

Se il segnale ricevuto cresce, cala la tensione di CAG e perciò la corrente attraverso D_1, con conseguente aumento della sua resistenza interna. Solo allora inizia

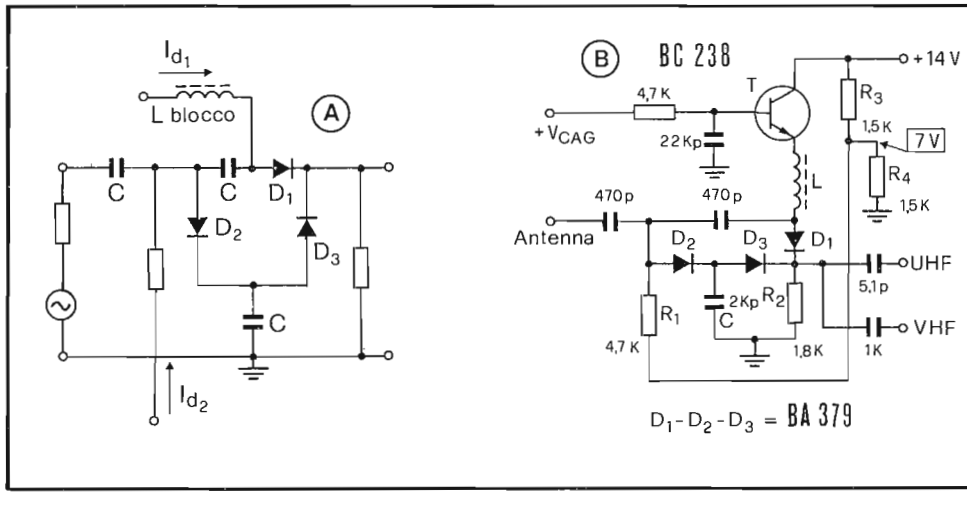


Fig. 3.29 - Schemi di principio (A) e pratico (B) di un attenuatore a pi-greco equipaggiato con diodi PIN.

a circolare corrente in R_1, ovvero in D_2 e D_3; la resistenza presentata da questi ultimi cala, cosicchè il segnale di ingresso viene progressivamente "cortocircuitato" verso massa da D_2 e, quindi, attenuato dal partitore $D_1 - D_3$.

La regolazione è perciò doppia:

- il diodo D_1 riduce il trasferimento del segnale su R_2 e contemporaneamente D_3, trovandosi in parallelo ad essa, ne abbassa il valore;
- D_2 riduce progressivamente la resistenza di ingresso della rete attenuatrice che, con la resistenza interna R_i del generatore, forma un partitore di tensione.

Se si tollera un fattore di riflessione del ± 50%, si può far scendere il valore di R_{s2} a 25 ohm, ottenendo così un contributo aggiuntivo al campo di regolazione dell'attenuatore. Il disadattamento che ne consegue è comunque inferiore a quello che si avrebbe a causa del cambiamento dell'impedenza d'ingresso del transistor amplificatore, controllato dal CAG.

In pratica, il campo di regolazione ottenibile con l'impiego del circuito studiato è di circa 35 dB.

3.13.2 - TDA 1053 - Attenuatore a diodi PIN integrati

La possibilità di equipaggiare i tuners integrati con attenuatore a diodi PIN ha indotto i costruttori di componenti a integrare i tre diodi su un'unica piastrina. In questo modo risulta possibile costruire dispositivi con caratteristiche elettriche molto simili che possono essere inseriti nei circuiti senza richiedere particolari regolazioni.

Il TDA 1053 è appunto un circuito integrato monolitico a 4 piedini che contiene tre diodi PIN collegati in modo da formare un filtro a pi-greco. La particolarità del dispositivo è di presentare impedenze di entrata e di uscita praticamente costanti su tutta la gamma di regolazione.

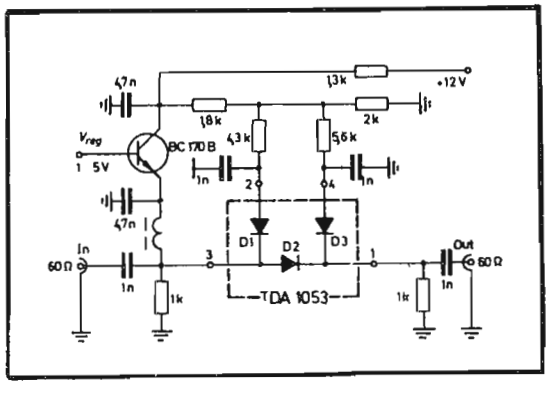


Fig. 3.30 - Attenuatore a diodi PIN integrati

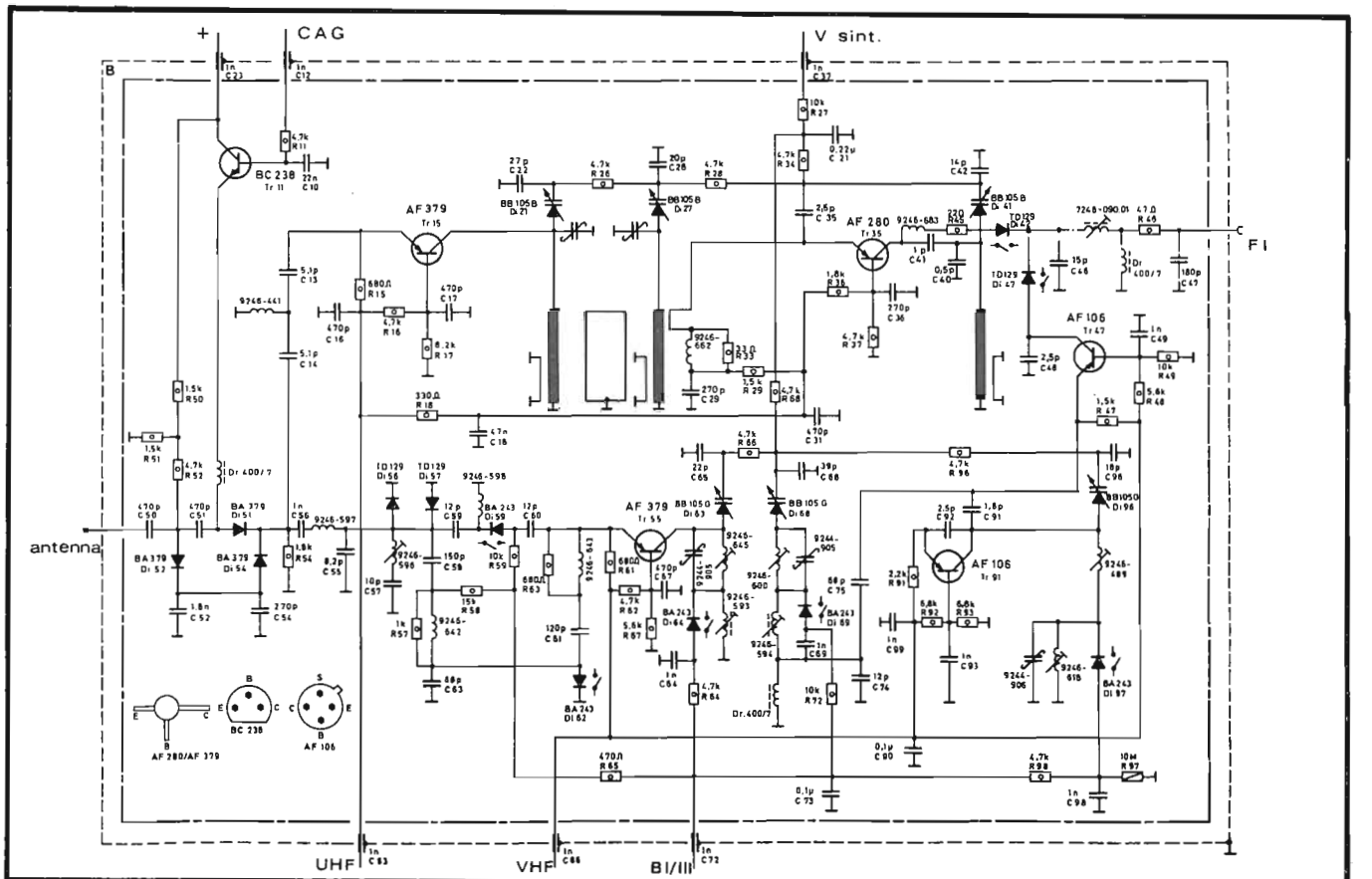


Fig. 3.31 - Tuner integrato con CAG a diodi PIN (Grundig).

3.13.3 - Tuner integrato a sintonia elettronica con regolazione di guadagno a diodi PIN

In Fig. 3.31 è riportato lo schema completo del sintonizzatore integrato VHF-UHF (Grundig) nel quale il CAG agisce, attraverso il transistor BC 238, sull'attenuatore a diodi PIN.

Oltre al sistema usato per la regolazione del guadagno, questo tuner presenta alcune differenze rispetto a quello studiato al paragrafo 3.11. Manca in questo caso un circuito sintonizzato all'ingresso della sezione VHF; sono presenti invece un filtro passa alto (bIII) ed uno passa basso (bI) che vengono commutati per mezzo della tensione proveniente dalla tastiera, mediante i due diodi D_{i59} e D_{i62}. Un'altra differenza consiste nella non utilizzazione del convertitore VHF (T_{r47}) come primo amplificatore di FI, per i segnali della gamma UHF.

Il segnale proveniente dal convertitore auto-oscillante UHF (T_{r35}) viene inviato direttamente all'uscita FI del gruppo attraverso il diodo D_{i42}. Se il ricevitore è sintonizzato su un canale della gamma VHF, D_{i42} viene interdetto, mentre viene reso conduttore D_{i47} che immette il segnale VHF convertito sull'uscita FI.

3.14 - Cambio canale con sensori tattili (touch-control)

Nei paragrafi precedenti si è visto come il passaggio da un canale ad un altro può essere effettuato modificando la tensione di polarizzazione dei diodi varicap, mediante una commutazione meccanica.

Una soluzione piuttosto sofisticata, alternativa a questo tipo di commutazione, sfrutta la notevole sensibilità, presentata da particolari circuiti, alle piccole variazioni di resistenza tra due contatti elettrici, quali ad esempio si manifestano quando questi ultimi vengono sfiorati.

La necessità di disporre di diversi commutatori elettronici indipendenti e quindi di altrettanti circuiti, ha indotto i costruttori a integrare su un'unica piastrina di silicio il maggior numero di componenti. I primi circuiti integrati di questo tipo funzionavano come interruttori statici nel senso che immettevano sulla linea di uscita prescelta una tensione coincidente con quella di alimentazione. Ciascuna uscita era collegata ad un estremo del potenziometro di sintonia corrispondente al tasto, mentre i cursori dei potenziometri, collegati tra loro, facevano capo ai diodi varicap del gruppo.

La seconda generazione di circuiti integrati adatti al funzionamento dei sensori tattili è radicalmente diversa. Essa si presenta come un insieme di interruttori statici integrati ma, in questo caso, il potenziale da commutare non è più quello di alimentazione del circuito, bensì un potenziale qualunque compreso tra O V e un valore leggermente inferiore a quello di alimentazione.

Ciascun circuito integrato è costituito da più interruttori che possiedono un'estremità in comune. Ogni ingresso riceve la tensione presente sui cursori dei potenziometri di sintonia posizionati per la ricezione delle diverse emittenti. In questo modo, sul conduttore di uscita del circuito, comune ai diversi interruttori statici, si ritrova la tensione presente sul cursore del potenziometro scelto, modificata solo di qualche millivolt. Gli interruttori statici sono, infatti, degli stadi inseguitori che han-

no la struttura di amplificatori operazionali, reazionati al fine di ottenerne un guadagno unitario. In questo modo la tensione di uscita è pari a quella d'ingresso.

Lo schema di principio degli interruttori è riportato in Fig. 3.32. I transistors T_1 T_2 T_3 costituiscono un amplificatore operazionale nel quale l'uscita sul collettore T_3 è collegata direttamente all'ingresso invertente dell'operazionale. Così, se il guadagno dell'amplificatore è molto alto, essendo praticamente nulla la differenza di potenziale tra i due ingressi, la tensione di uscita coincide con quella di entrata.

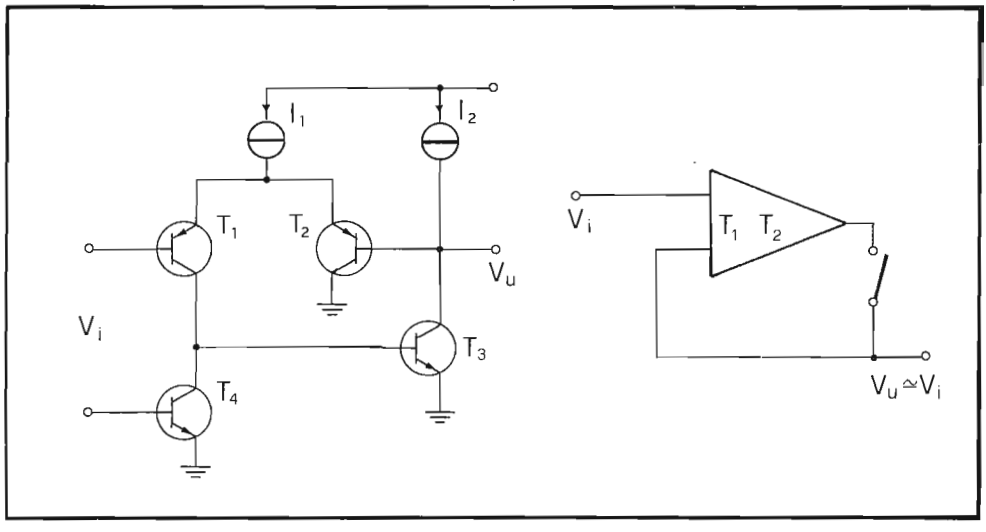


Fig. 3.32 - Schema di principio di commutatore statico per la tensione di sintonia.

Il transistor T_4 opera come interruttore, trovandosi alla interdizione o alla saturazione. Nel primo caso la corrente di collettore di T_1 va tutta in base di T_3. Nel secondo caso il transistor T_3 risulta bloccato e la sua impedenza di uscita diviene infinita. T_1, dal punto di vista della tensione di ingresso, risulta così connesso a collettore comune, esattamente come T_2. Il carico di emettitore è un generatore di corrente che permette al circuito di lavorare entro un'ampia gamma di tensioni. Ciò risulta indispensabile, se si ricorda che la tensione di accordo di un tuner a diodi varicap assume valori compresi tra qualche decimo di volt e 30 V circa. La differenza tra V_i e V_u è pari a quella tra le tensioni base-emettitore dei due transistors T_1 e T_2 che si trovano ad operare allo stesso modo. Siccome però tali transistors sono costruiti contemporaneamente sullo stesso chip, e, quindi, risultano quasi identici, la differenza $V_i - V_u$ è praticamente trascurabile.

In pratica il circuito di ciascun interruttore è un po' più complicato per l'aggiunta di altri elementi attivi e passivi, che ne aumentano il guadagno a maglia aperta così da diminuire la differenza tra V_i e V_u e, allo stesso tempo, aumentare l'impedenza d'ingresso.

3.14.1 - Circuiti integrati per il touch-control

I circuiti integrati adatti alla realizzazione di controlli tattili contengono, oltre ai già citati commutatori statici, una serie di amplificatori, pilotati dalla debole corrente che attraversa i tasti, e un insieme di multivibratori bistabili che hanno il compito di memorizzare le informazioni ricevute. Un circuito di comando posiziona inizialmente l'insieme dei bistabili in uno stato particolare in modo che, ogni qualvolta si alimenta il ricevitore, venga sintonizzato sempre lo stesso canale.

In genere tutti i circuiti integrati di touch-control sono costruiti per poter servire quattro canali. Qualore venga richiesto un numero di commutatori maggiore di quattro, si ricorre al collegamento in serie di più circuiti integrati, utilizzando il generatore di corrente di un solo circuito per alimentare gli altri. In genere uno solo dei circuiti è provvisto del sistema di azzeramento, all'atto della messa in funzione dell'apparecchio.

Attualmente, in pratica, si riscontrano due soluzioni: la prima utilizza due circuiti integrati Siemens (SAS 560 - SAS 570 o SAS 580 - SAS 590) per commutare otto

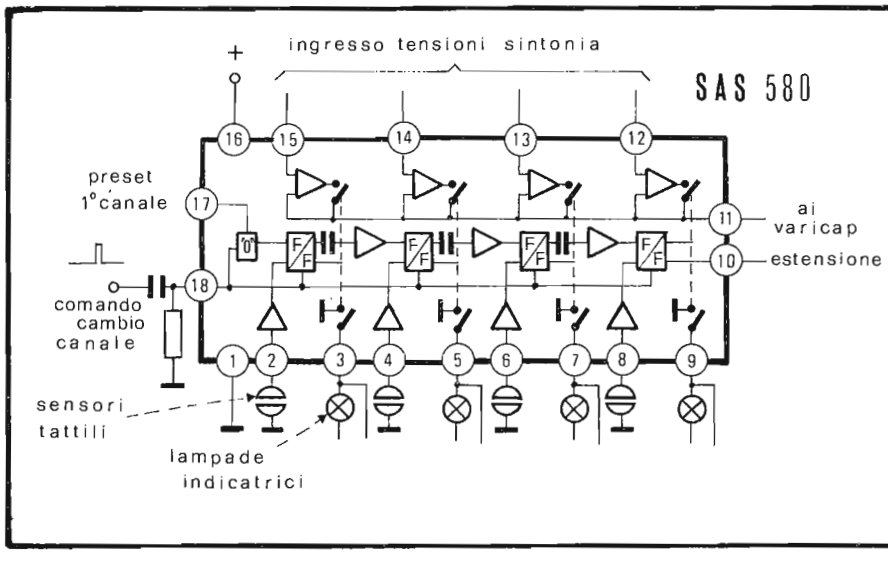


Fig. 3.33 - Schema a blocchi del circuito integrato SAS 580 per la commutazione di canali con sensori tattili.

programmi, l'altra, della Texas-Instruments (SN 16861-SN 16848), utilizza quattro circuiti integrati per commutare lo stesso numero di programmi.

Entrambe le soluzioni permettono di comandare degli indicatori ad alta tensione del tipo Nixie. I circuiti della Siemens sono in grado di fornire correnti di uscita sufficientemente elevate, per pilotare anche lampade ad incandescenza. Essi, inoltre, contengono un contatore ad anello che permette la facile realizzazione di telecomandi: quando viene inviato un impulso, all'ingresso corrispondente, si ha il passaggio da un canale a quello immediatamente successivo.

La Fig. 3.33 riporta lo schema a blocchi del SAS 580.

Al piedino 11 è disponibile la tensione di sintonia relativa al canale voluto, questo ultimo scelto per mezzo o dello sfioramento di uno dei quattro sensori tattili o del numero di impulsi inviati all'ingresso 18.

Il numero del canale scelto è fornito dalle lampade indicatrici o, per mezzo di una decodifica, da un indicatore LED a 7 segmenti, o, ancora, direttamente da un indicatore Nixie (Fig. 3.36).

La Fig. 3.34 indica lo schema a blocchi dei circuiti integrati SN 16861 e SN 16848, mentre la Fig. 3.35 riporta lo schema pratico di una soluzione che fa uso di tali circuiti per la commutazione di 7 canali con altrettanti sensori tattili.

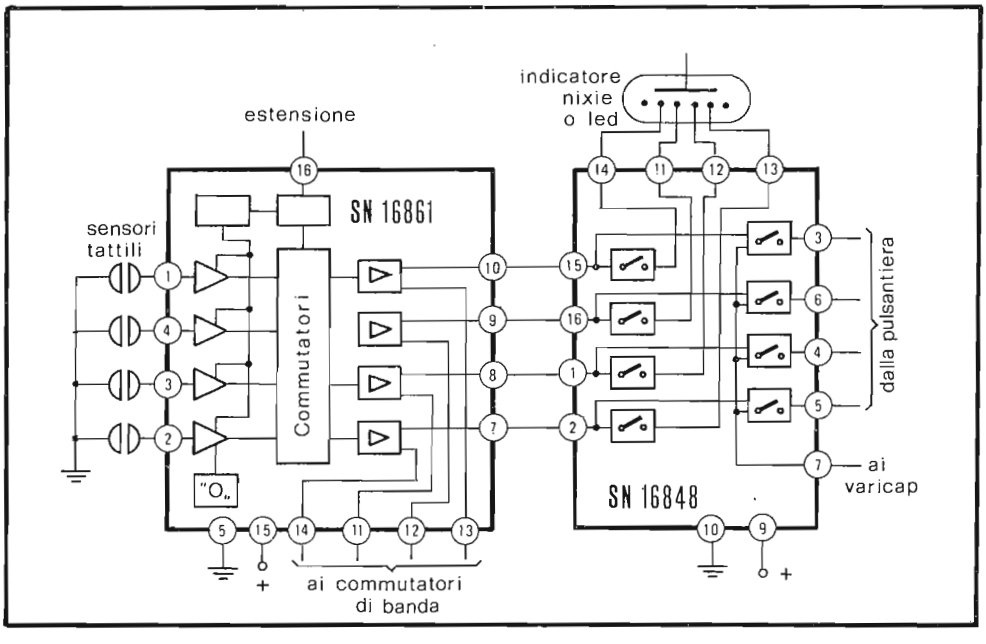


Fig. 3.34 - Schema a blocchi dei circuiti integrati SN 16861 e SN 16848.

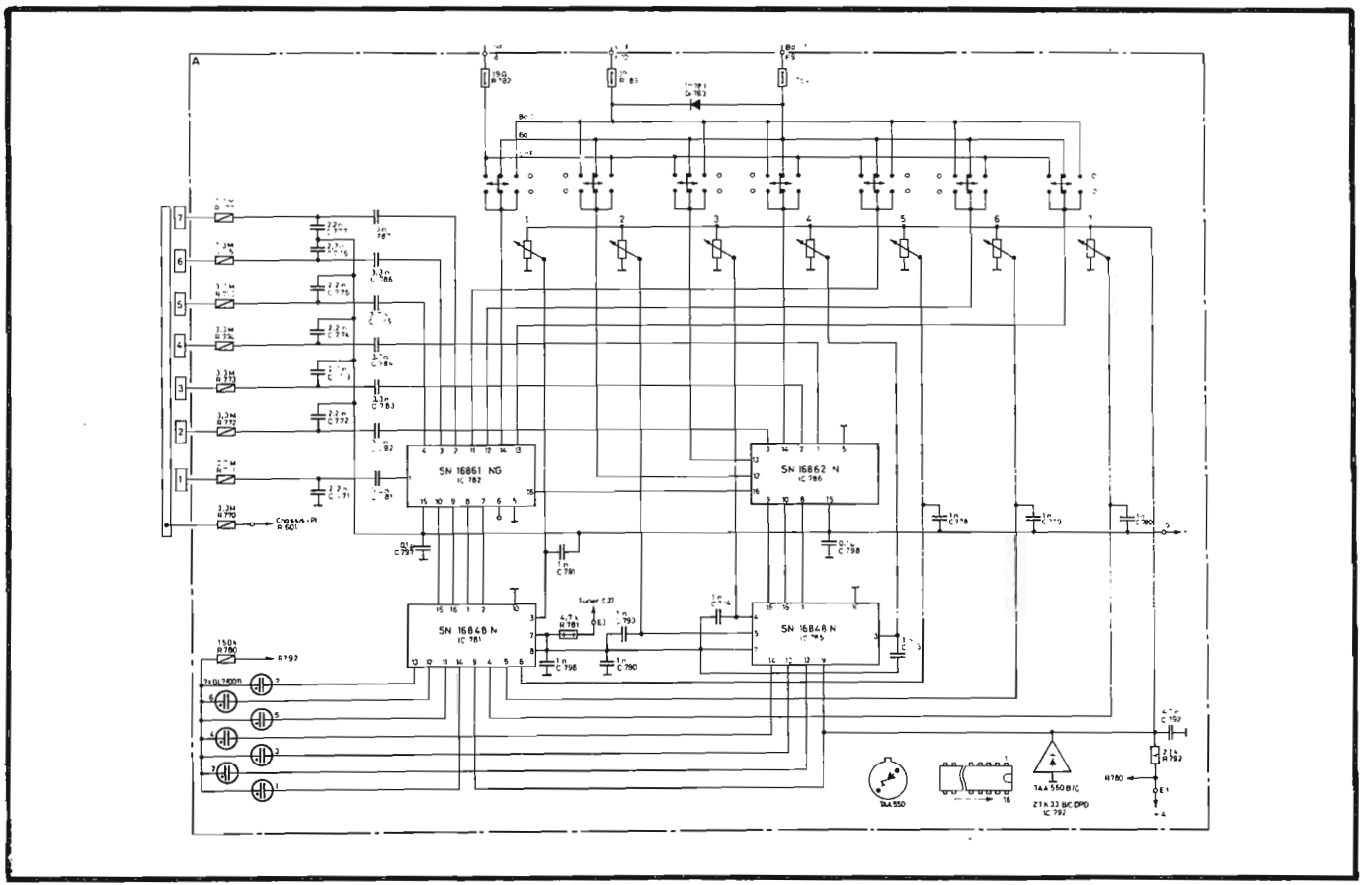


Fig. 3.35 - Schema elettrico di un circuito per la commutazione dei canali con 7 sensori tattili (Grundig).

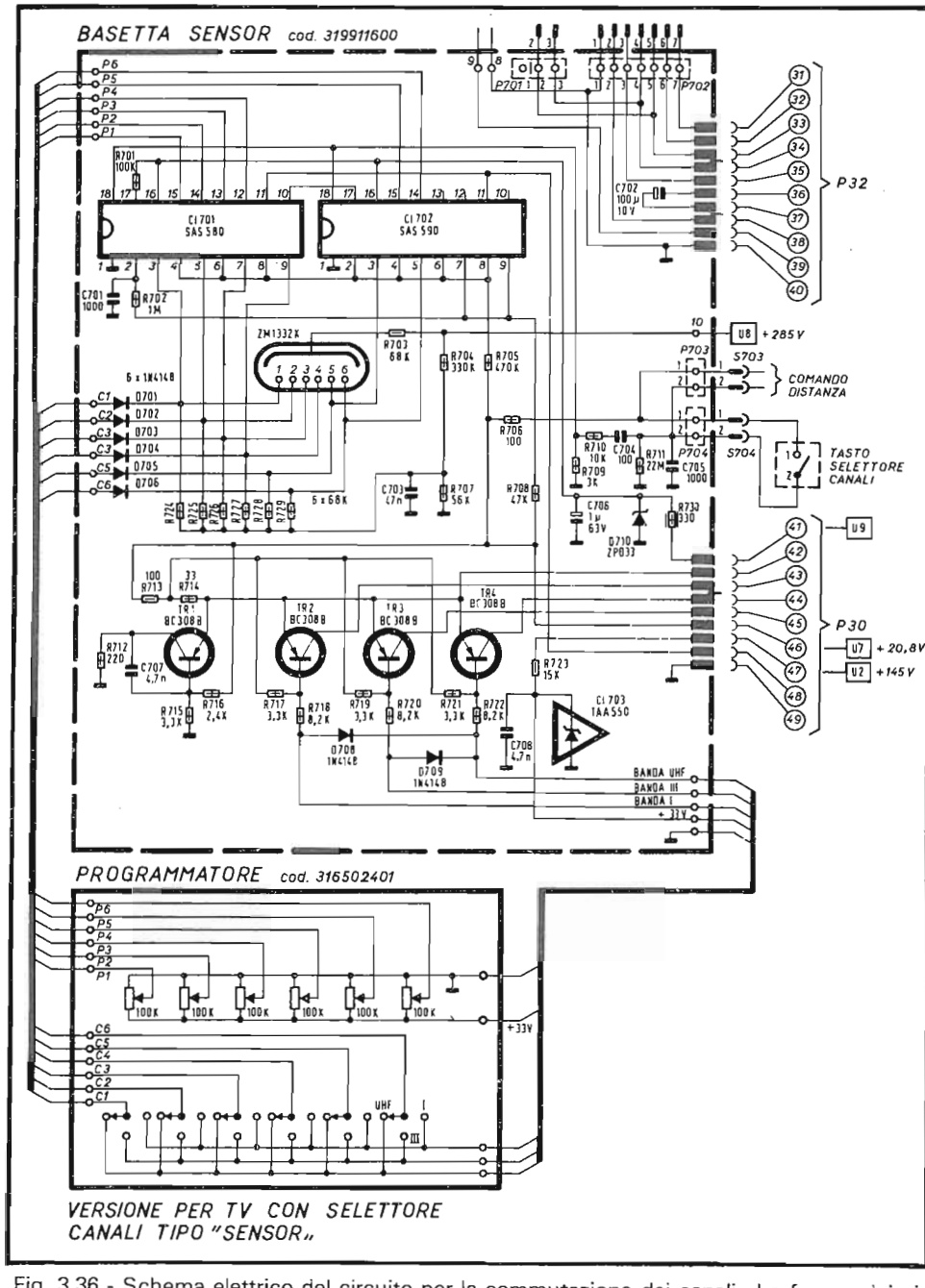


Fig. 3.36 - Schema elettrico del circuito per la commutazione dei canali che fa uso dei circuiti integrati SAS 580 e SAS 590 (Philco).

CAPITOLO IV

L'amplificatore di frequenza intermedia video

4.1 - Introduzione

L'amplificatore di frequenza intermedia video è una delle parti principali del televisore. Da esso dipende, in una certa misura, la sensibilità del ricevitore e, totalmente, la sua selettività. Esso è collegato a valle dei gruppi a RF e riceve da questi un segnale che ha un valore minimo di qualche centinaio di microvolt. Dovendo fornire al rivelatore (stadio posto alla sua uscita) un segnale di qualche volt, ne risulta che deve produrre un'amplificazione massima dell'ordine di 70-80 dB. I due segnali audio e video presenti simultaneamente, ma su portanti diverse, all'uscita dei gruppi, vengono amplificati contemporaneamente dall'amplificatore video, ma in misura notevolmente diversa: ciò per rendere più facile la loro separazione all'uscita del rivelatore video.

4.2 - Curva di risposta dell'amplificatore di frequenza intermedia video

In Fig. 4.1 sono indicate la larghezza del canale trasmesso e le poisizioni delle portanti dei canali relativi alla trasmissione secondo le norme europee (CCIR).

In banda I e III la larghezza del canale è di 7 MHz e la distanza tra le portanti è di 5.5 MHz. In banda IV e V, mentre la distanza tra le portanti è sempre 5.5 MHz, la larghezza del canale risulta 8 MHz. La notevole vicinanza dei canali rende opportuno attenuare, in ricezione, i segnali delle portanti dei canali adiacenti. Se assumiamo quali valori normalizzanti di media frequenza:

38.9 MHz per la portante video e

33.4 MHz per la portante audio,

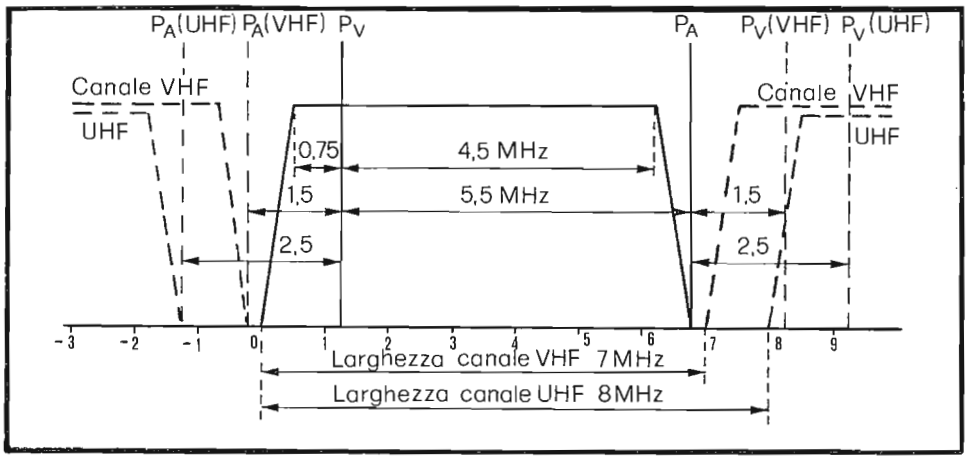


Fig. 4.1 - Portanti audio e video dei canali UHF e VHF secondo le norme CCIR.

avremo, all'uscita del convertitore:

$$P_{V+} \begin{cases} 31.9 \text{ MHz (VHF)} \\ 30.9 \text{ MHz (UHF)} \end{cases} \qquad P_{A-} \begin{cases} 40.4 \text{ MHz (VHF)} \\ 41.4 \text{ MHz (UHF)} \end{cases}$$

Poichè la banda laterale inferiore video è parzialmente soppressa, per una perfetta riproduzione delle immagini riprese si richiede una compensazione in frequenza che viene realizzata proprio nel circuito amplificatore di FI video. La soppressione parziale di una banda laterale, in sede di trasmissione di un segnale modulato in ampiezza, priva alcune frequenze del segnale modulante di una delle due oscillazioni laterali.

E' noto dalla radiotecnica che il processo di modulazione di una portante con un segnale sinusoidale dà luogo a un nuovo segnale che risulta essere la somma di tre sinusoidi: la portante stessa e due oscillazioni sinusoidali disposte simmetricamente attorno alla portante (Fig. 4.2).

L'informazione (ovvero il segnale modulante) non è contenuta nella portante, ma nelle oscillazioni laterali (che hanno appunto ampiezza e frequenza determinata dal segnale modulante). Per la ricostruzione delle informazioni è allora indispensabile ricevere almeno una delle due oscillazioni laterali. La sola differenza, rispetto al caso di ricezione di entrambe le oscillazioni, consiste nel fatto che l'energia relativa all'informazione risulta dimezzata, essendo essa, per quanto detto, associata alle oscillazioni laterali.

Nel caso del segnale video, come illustrato in Fig. 4.1, si ha che le sue componenti, aventi frequenze comprese tra 0 e 1 MHz circa, possiedono entrambe le o-

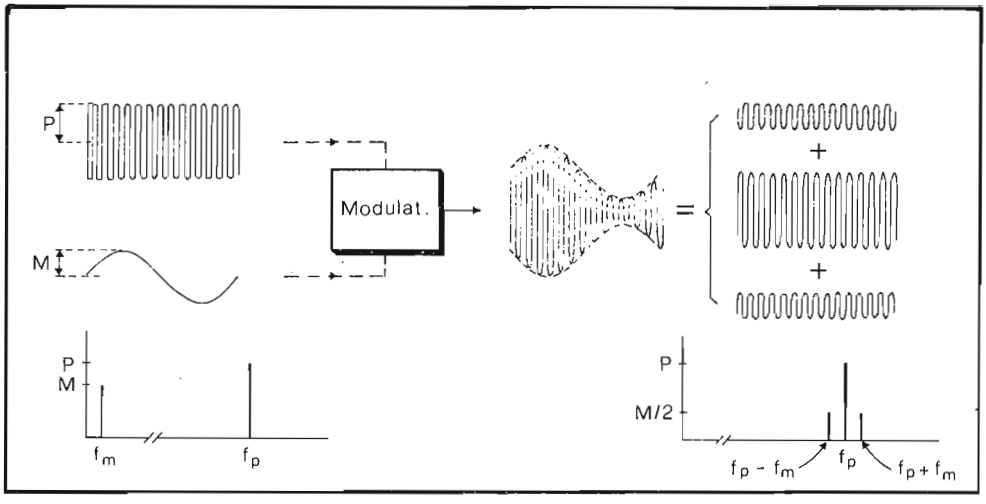


Fig. 4.2 - Formazione delle oscillazioni laterali nel processo di modulazione d'ampiezza.

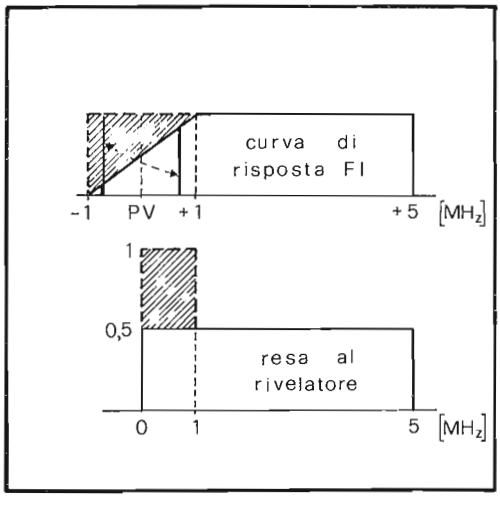


Fig. 4.3-Curva di risposta ideale dell'amplificatore di FI video.

scillazioni laterali, mentre quelli che vanno da 1 MHz a 5 MHz ne possiedono una sola. Un tale segnale, se venisse rivelato direttamente, fornirebbe un'uscita doppia per le frequenze dell'intervallo 0-1 MHz rispetto a quello dell'intervallo 1-5 MHz. Questo porterebbe ad una riproduzione non fedele dell'immagine ripresa dalla telecamera. Si può ovviare a questo inconveniente attenuando in modo lineare le oscillazioni laterali nella gamma 0-1 MHz, come indicato in Fig. 4.3; di conseguenza,

per ogni frequenza compresa in quell'intervallo, esistono ancora due oscillazioni laterali, ma di ampiezza tale che la loro somma è pari a quella di una qualunque componente compresa nell'intervallo 1-5 MHz e rappresentata da una sola oscillazione. In questo modo l'energia totale associata a qualunque componente del segnale video (0-5 MHz) è costante e la resa al rivelatore uniforme.

La curva di risposta che l'amplificatore deve possedere, tenuto conto anche della necessità di attenuare le portanti dei canali adiacenti, è pertanto quella indicata in Fig. 4.4.

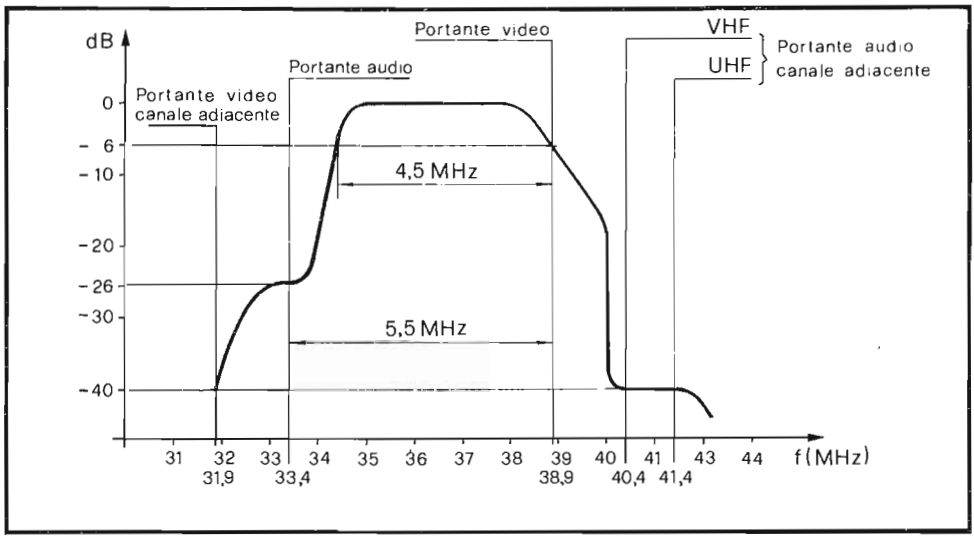


Fig. 4.4 - Curva di risposta teorica dell'amplificatore di FI video e livello di attenuazione delle portanti.

4.3 - Circuiti di accoppiamento

Il livello di guadagno dell'amplificatore che, come si è detto, deve ammontare a 70-80 dB, può essere raggiunto ricorrendo all'impiego di tre o quattro transistors o a un circuito integrato. Nel primo caso la curva di risposta si ottiene interponendo tra ingresso e uscita di ciascuno stadio un certo numero di circuiti risonanti accoppiati tra di loro. I circuiti di accoppiamento correntemente utilizzati negli amplificatori di FI video sono quello a semplice accordo e quello a doppio accordo o filtro di banda. Per quanto riguarda la seconda soluzione, la curva viene ottenuta ricorrendo ad un filtro complesso (ad accordo multiplo) interposto tra il tuner ed il circuito integrato.

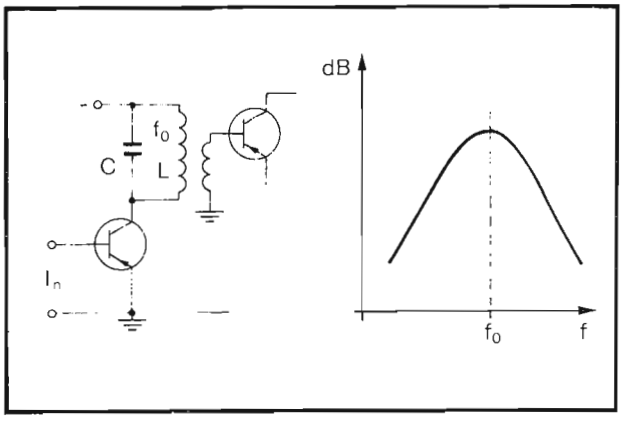


Fig. 4.5 - Circuito di accoppiamento ad accordo semplice e sua curva di risposta

4.3.1 - Filtro ad accordo semplice

In Fig. 4.5 sono indicati un esempio di filtro ad accordo semplice e la sua curva di risposta che, come è noto, ha la forma di una campana. La frequenza di risonanza del circuito è determinata, oltre che da L e da C, anche dalla capacità distribuita della bobina, del cablaggio e d'uscita del transistor, e dall'effetto di carico prodotto dal secondo transistor. La larghezza di banda dipende, oltre che dalla reattanza, anche dalla conduttanza totale del circuito. Poichè, per ragioni di stabilità e di tarabilità, è opportuno che la conduttanza totale d'uscita non sia inferiore ad un certo livello, i valori di L e C sono univocamente determinati, una volta stabilito il rapporto spire del trasformatore d'accoppiamento. Conviene perciò scegliere per C un valore sufficientemente grande rispetto a quello della capacità d'uscita del transistor, al fine di evitare l'influenza della dispersione di questo elemento, che può variare notevolmente da un transistor ad un altro.

In un amplificatore di FI video, realizzato con stadi a circuito accordato semplice, è necessario sfalsare le frequenze di risonanza e regolare le singole amplificazioni in modo che le curve si compensino reciprocamente per una estensione di frequenze di 3 MHz, fornendo così una risposta piatta (Fig. 4.6). Questa tecnica, molto diffusa nei circuiti a valvole, è poco seguita in quelli a transistor, per i quali è più agevole ottenere curve ad ampia larghezza di banda.

4.3.2 - Filtro a doppio accordo o di banda

Il filtro a doppio accordo è composto da due circuiti risonanti alla stessa frequenza f_0 e accoppiati tra loro (Fig. 4.7). I due circuiti sono identici e l'accoppiamento può essere capacitivo o induttivo. Il grado di accoppiamento, nel primo caso, è determinato dal valore della capacità comune ai due circuiti risonanti; nel secondo caso dipende dalla distanza che separa le due bobine avvolte sullo stesso supporto. Quando l'accoppiamento è lasco, la curva di risposta è simile a quella del

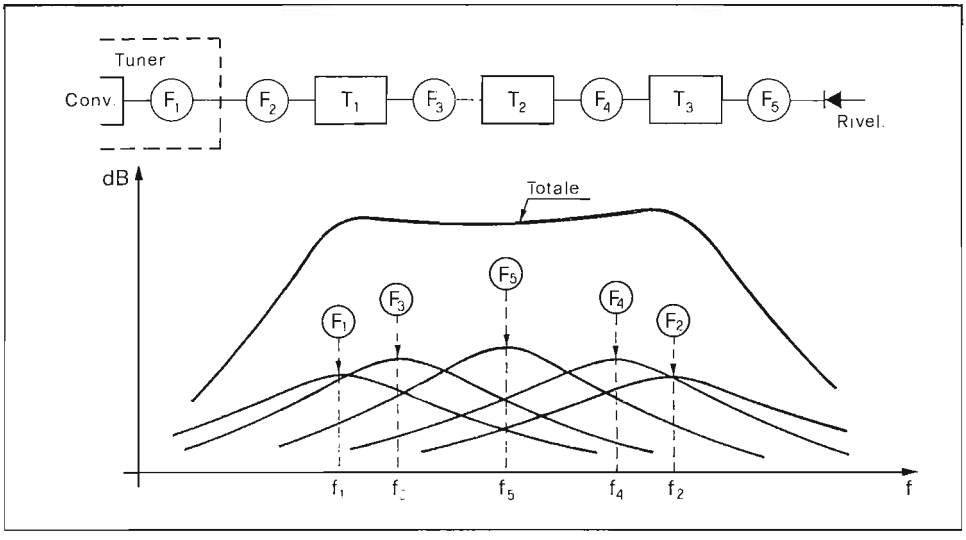


Fig. 4.6 - Curva di risposta totale ottenuta sfalsando le frequenze di accordo dei vari filtri.

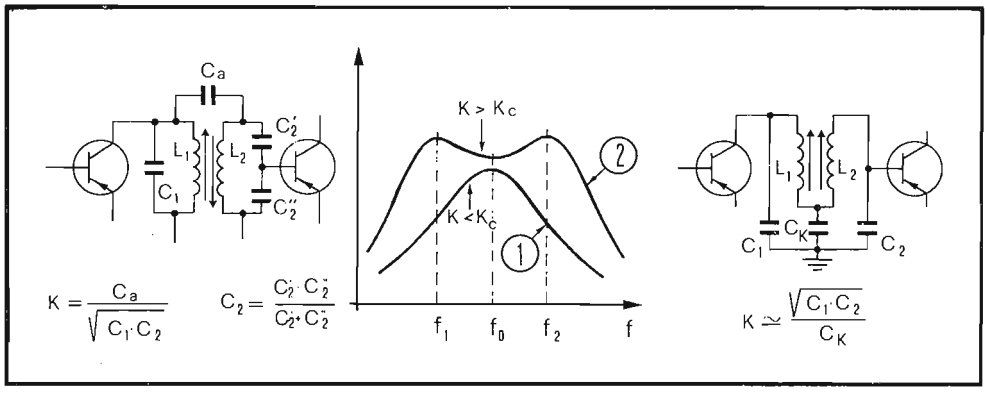


Fig. 4.7 - Circuito a filtro di banda con accoppiamento capacitivo per tensione e per corrente. Curva di risposta nel caso di accoppiamento lasco (1) e sovracritico (2).

circuito risonante semplice, con un massimo in corrispondenza a f_0 (curva 1); se viene superato l'accoppiamento critico e, quindi, i due circuiti sono sovraccoppiati, si presentano due massimi in corrispondenza alle frequenze f_1 e f_2 disposte simmetricamente rispetto ad f_0. Questo circuito è il più indicato per la realizzazione di amplificatori a larga banda.

Disponendo di più stadi a filtro di banda, centrati sulla stessa frequenza f_0, è possibile ottenere una curva di risposta complessiva molto vicina a quella ideale con un modesto avvallamento centrale.

4.4 - Circuiti di reiezione (trappole)

Per l'attenuazione delle portanti dei canali adiacenti e della portante audio del canale ricevuto, vengono utilizzati dei circuiti trappola. Essi possono assumere diverse configurazioni: parallelo, serie, a ponte. La Fig.4.8 riporta alcuni di questi circuiti. Qualunque sia la configurazione circuitale adottata, lo scopo dei circuiti trappola è sempre quello di ridurre la propagazione di certi segnali attraverso l'amplificatore. Questo obiettivo può essere raggiunto in diverse maniere; ad esempio si può aumentare l'impedenza che i segnali incontrano al loro passaggio (caso delle trappole parallelo), oppure ridurre l'impedenza del loro percorso verso massa (caso delle trappole serie). Un'altra possibile soluzione consiste nel dividere il segnale da attenuare in due parti, nel far loro descrivere due percorsi diversi e, quindi, nel sovrapporli all'uscita. Se i percorsi introducono rotazioni di fase tali che la loro differenza ammonti a 180°, si verifica una interferenza distruttiva caratterizzata da una rilevante attenuazione.Su questo principio si basa il funzionamento del filtro a ponte, di cui in Fig. 4.8 C sono riportati due esempi del tipo a T shuntato. Il valore della resistenza R, in entrambi i casi, determina il livello di attenuazione.

In genere, i circuiti trappola vengono inseriti all'ingresso dell'amplificatore di FI video: ciò per evitare effetti di modulazione incrociata che potrebbe verificarsi già nel primo transistor di media frequenza.

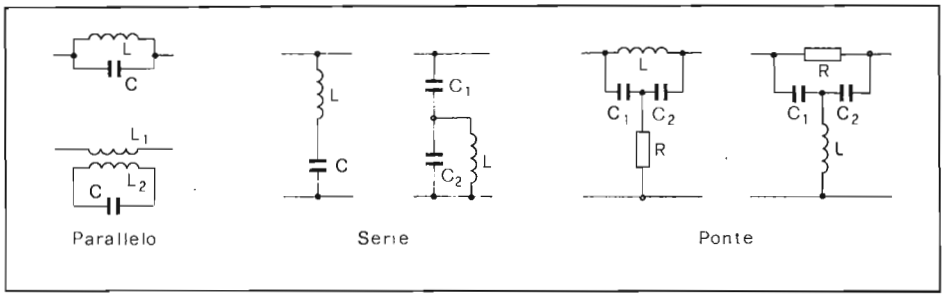


Fig. 4.8 - Circuiti trappola per l'attenuazione di segnali.

4.5 - Stadio regolato dal CAG

Anche nell'amplificatore di FI video, come già visto per l'amplificatore di RF del tuner, si deve provvedere al controllo di guadagno, al fine di minimizzare le differenze tra i contrasti relativi a immagini ottenute da segnali deboli e forti. Il metodo più seguito consiste nel modificare il punto di lavoro di uno o più transistors agendo sulla corrente di base.

4.5.1 - Regolazione verso il basso (inversa)

La diminuzione dell'amplificazione si ottiene riducendo la corrente di collettore a partire dal punto di massima amplificazione. La riduzione della corrente provoca una diminuzione della Y_{21} (transàmettenza diretta) e quindi del guadagno. Contemporaneamente aumenta il valore della resistenza d'ingresso e di uscita. In questo tipo di controllo è praticamente utilizzabile qualsiasi transistor di alta frequenza. Il campo di regolazione per un singolo transistor è però limitato, per cui si deve ricorrere ad una doppia regolazione.

4.5.2 - Regolazione verso l'alto (diretta)

La diminuzione dell'amplificazione si ottiene aumentando la corrente di collettore a partire dal punto di massima amplificazione. Contemporaneamente viene ridotta la tensione V_C mediante l'introduzione di una resistenza nel circuito di collettore o di emettitore. Questo metodo presenta il vantaggio di un campo di regolazione maggiore e permette di evitare sia la modulazione incrociata sia la distorsione di modulazione in quanto, all'aumentare del segnale di ingresso, cresce anche la corrente di collettore.

D'altro canto però si ha, nella fase di regolazione, un considerevole incremento dell'ammettenza d'ingresso e d'uscita, che crea particolari problemi per quanto concerne la costanza della curva di risposta. Ulteriori svantaggi sono la maggiore potenza richiesta per la regolazione e quindi la maggior potenza dissipata nello stadio regolato. E' necessario inoltre l'impiego di uno speciale transistor di regolazione adatto a funzionare in alta frequenza. Un esempio è costituito dal transistor AF 200 che, nel circuito riportato in Fig. 4.9, presenta un campo di regolazione di 60 dB, per una variazione di corrente di collettore da 4 a 9.5 mA.

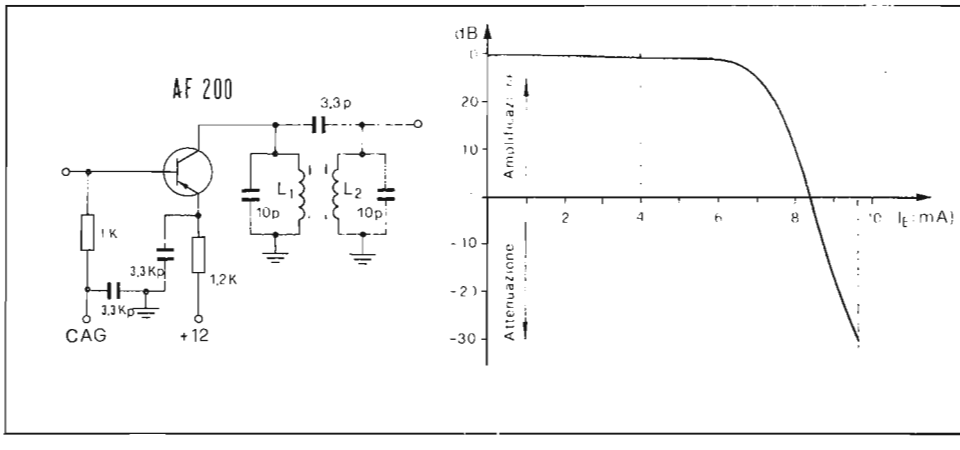


Fig. 4.9 - Esempio di stadio regolato verso l'alto (Siemens).

4.6 - Analisi di circuiti amplificatori di FI video

Quale primo esempio di realizzazioni pratiche, consideriamo lo schema di amplificatore riportato in Fig. 4.10. Il segnale in arrivo dal tuner incontra tre trappole: la prima, del tipo parallelo, accordata sulla frequenza di 31.9 MHz, attenua la portante video del canale adiacente; la seconda, del tipo serie-parallelo, accordata su 33.4 MHz, intrappola la portante audio del canale ricevuto; infine la terza, del tipo a ponte, operante sulla frequenza di 40.4 MHz, attenua la portante audio del canale adiacente. Il segnale passa quindi attraverso L_4 ed il partitore C_7 e C_8 che, assieme al circuito risonante presente entro il gruppo, forma un filtro di banda a doppio accordo. Si arriva così alla base di T_{R1}, il quale opera in condizioni di CAG diretto. Sul collettore dello stesso transistor si trova un filtro ad accordo singolo, molto smorzato, accoppiato mediante trasformatore alla base di T_{R2}. Analoga situazione tra il collettore di quest'ultimo e la base di T_{R3}. Il circuito di accoppiamento tra il collettore di tale transistor ed il rivelatore è del tipo di filtro di banda a doppio accordo (k = 1.2). Il grado di accoppiamento K può essere variato, agendo su T_3, mentre le frequenze di accordo del primario (L_6-C_{23}) e del secondario (L_7-C_{26}) vengono regolate agendo sul nucleo di cui sono dotate entrambe le induttanze.

La curva di risposta totale è ottenuta per sovrapposizione di quelle dei due filtri di banda, sovraccoppiati (con marcata insellatura), posti all'entrata ed all'uscita, con quelle dei due filtri a semplice accordo F_2 ed F_3 (molto smorzati).

Come si nota dallo schema elettrico, sono predisposti all'esterno del circuito diversi punti di prova (test-point), necessari per una agevole taratura dello stadio.

Analizziamo ora in dettaglio la procedura da seguire per la taratura dinamica della sezione di media frequenza video.

Il televisore viene spento ed alla sua alimentazione si provvede applicando una tensione di +24 V tra TP-M5 e massa. Per bloccare l'azione del CAG si applicano +16 V tra TP-M3 e massa. Si collega quindi l'ingresso Y di un oscilloscopio, attraverso una rete RC di disaccoppiamento, al punto TP-M6; si connette poi a massa il TP-M1 per evitare l'influenza dei circuiti di ingresso sulla curva di risposta. Contemporaneamente si collegano due reti di smorzamento (100 ohm - 100 kpF) tra TP-M2, TP-M4 e massa, allo scopo di appiattire la risposta di F_2 ed F_3.

Il generatore sweep-marker, chiuso sulla sua impedenza caratteristica (75 ohm), viene allora collegato al TP-M1A con l'uscita posta ad un livello tale che la deflessione all'oscilloscopio risulti di 4 V.

A questo punto vengono regolati L_6, L_7 e T_3, fino ad ottenere una curva insellata al 25% (A). Si staccano quindi i circuiti smorzatori da TP-M4 e TP-M2 e si agisce su T_1 e T_2 fino ad ottenere la curva B.

Si scollega ora il ponticello di cortocircuito da TP-M1 e si inietta il segnale dello sweep-marker nel test-point del gruppo. Si regolano quindi le tre trappole; tale operazione viene agevolata aumentando l'amplificazione verticale dell'oscilloscopio. Ad operazioni ultimate si otterrà la curva riportata in C. Rimane ora da accordare il filtro di banda interposto tra gruppo ed amplificatore di FI. I due nuclei andranno regolati per una resa del 50% in corrispondenza della portante video (38.9 MHz) e del marker di riferimento (34 MHz). Eventuali disallineamento dei massimi

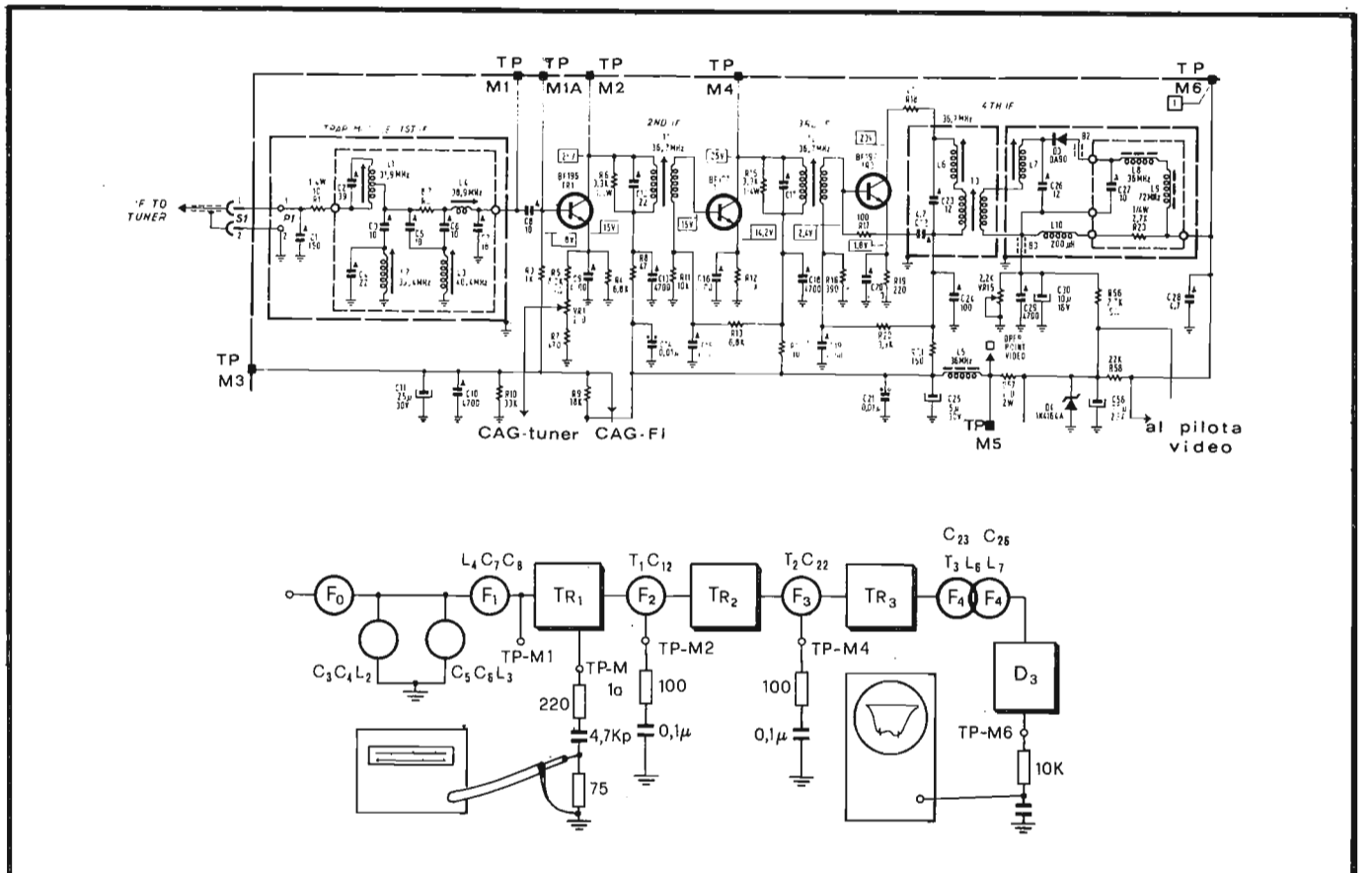


Fig. 4.10 - Schemi a blocchi ed elettrico di uno stadio amplificatore di FI video a tre transi stors (Philco).

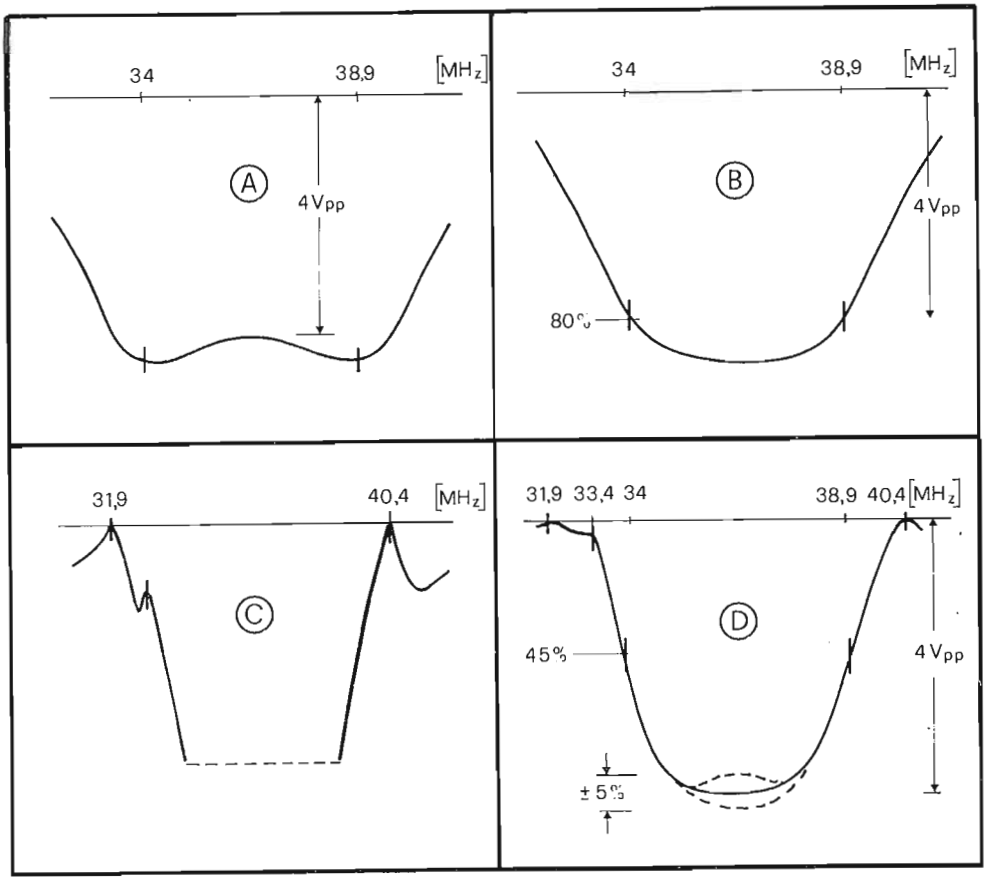


Fig. 4.11 - Curve di risposta parziali e totale dell'amplificatore di FI video di Fig. 4.10.

o avvallamento eccessivo potranno essere eliminati con un ritocco dei nuclei regolati in precedenza. Come indicato in Fig. 4.11 D, possono essere tollerati disallineamenti del ± 5%.

In Fig. 4.12 è riportato lo schema di un amplificatore di FI video a grande schermo, che impiega tre transistors n-p-n di cui il primo (BF 167) con guadagno controllato verso l'alto. All'ingresso si nota la presenza di tre trappole accordate sulla frequenza di 40.4 MHz, 33.4 MHz e 31.9 MHz.

Il segnale giunge quindi, attraverso F_4, al transistor regolato e poi, per mezzo del filtro di banda $F_5 - F_6$, al primo transistor BF 173. Successivamente, attraverso il filtro di banda $F_7 - F_8$, giunge al secondo transistor BF 173 e quindi al rivelatore per mezzo di F_9.

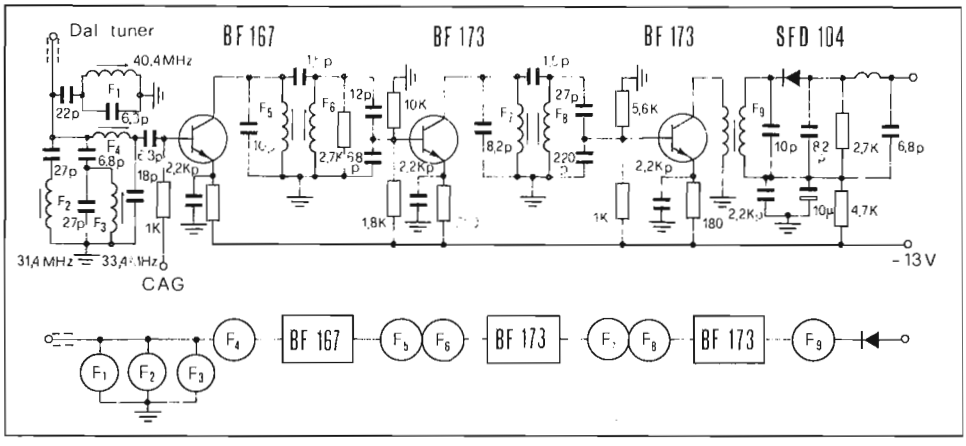


Fig. 4.12 - Schema elettrico di un amplificatore di FI video a filtri di banda (Prandoni).

CAPITOLO V

Il rivelatore video, l'amplificatore video ed il CAG

5.1 - Introduzione

Nello standard CCIR la separazione tra le portanti audio e video è di 5.5 MHz. I valori delle frequenze delle portanti, e quindi la loro distanza, sono molto stabili giacchè i trasmettitori sono pilotati da quarzi. Tale distanza rimane costante anche dopo la conversione di frequenza operata nei tuners.

Al rivelatore video, la portante audio, modulata in frequenza, viene fatta battere con la portante video: il risultato di questa operazione, attuata entro un elemento non lineare, è, come sappiamo, la conversione di frequenza. All'uscita del rivelatore sono così disponibili:

Il segnale video, conseguenza della rivelazione, con un'ampiezza di 2-3 Vpp, il quale occupa una banda di frequenze che si estende da 0 a 5 MHz;

- il segnale *intercarrier*, di 5.5 MHz, modulato in frequenza dall'informazione suono;
- segnali parassiti che sono le armoniche ed i prodotti delle modulazioni incrociate.

5.2 - Il rivelatore video

L'estrazione dell'informazione video dal segnale di FI viene attuata con il procedimento di rivelazione ad inviluppo, identico a quello operato nei confronti di un segnale a modulazione di ampiezza in un ricevitore radio.

Il rivelatore video ha due distinte funzioni: quella di rettificare il segnale di FI video e quella di separare il segnale modulante da quello portante. La prima è attuata dal diodo, la seconda dal gruppo di filtraggio RC che ne costituisce il carico (Fig. 5.1).

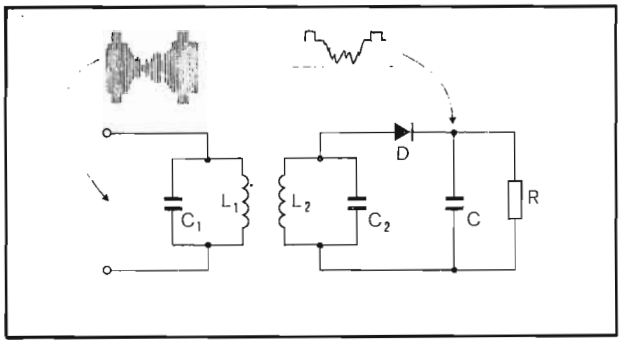


Fig. 5.1 - Schema elettrico di un rivelatore video ad inviluppo

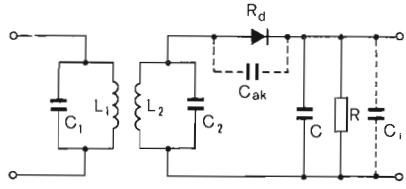
Il segnale di FI video, disponibile al secondario dell'ultimo filtro di banda della catena di amplificazione, viene applicato al diodo D in serie al gruppo di rivelazione RC. La tensione presente su quest'ultimo è conseguenza della carica e della scarica del condensatore C, rispettivamente, attraverso il diodo e la resistenza R. Affinchè tale tensione rappresenti fedelmente l'inviluppo del segnale in arrivo, è indispensabile una carica rapida e una scarica non troppo lenta: ciò allo scopo di garantire l'inseguimento dei picchi anche per le variazioni più rapide.

Se la costante di tempo RC è molto grande rispetto al periodo della portante e molto minore del più breve fra i periodi della modulante, la tensione disponibile ai capi del gruppo di rivelazione è del tipo pulsante e segue l'andamento del segnale video, sia pure con sovrapposta una seghettatura dovuta alla carica e scarica di C a frequenza pari a quella intermedia.

Le caratteristiche del circuito rivelatore sono:

- la risposta in frequenza, la quale indica, con il suo andamento, la fedeltà della riproduzione delle diverse componenti che costituiscono il segnale video;
- l'attenuazione della portante residua;
- il rendimento di rivelazione che deve essere elevato e costante per tutte le componenti del segnale video.

Per valutare qualitativamente le caratteristiche esposte sopra, è opportuno far riferimento al circuito di Fig. 5.2 nel quale sono evidenziate le capacità parassite La presenza di C_{ak} peggiora il comportamento del diodo in interdizione, esaltandone la non perfetta unidirezionalità. Questo fatto porta ad una riduzione del rendimento di rivelazione; conviene perciò far uso di diodi a limitata capacità intrinseca. Il basso valore della costante di tempo del gruppo di filtraggio $R(C_i + C)$, necessario per garantire una risposta lineare in frequenza, richiede per R valori dell'ordine di qualche kohm. Ciò porta a scegliere diodi rivelatori a basso valore di resistenza diretta al fine di non ridurre eccessivamente il rendimento di rivelazione. Il diodo più adatto per essere impiegato come rivelatore video è al germanio, del tipo a punta di contatto di tungsteno. Nella tabella sono riportati i valori di alcuni parametri caratteristici dei diodi più frequentemente utilizzati.



	Tensione inversa continua	Corrente inversa max	Rendimento di rivelazione	Resistenza di smorzam.
AA119 (SFD 104) R=3,9KΩ C=10pF	-25 V	0,4 mA	62%	3KΩ
OA 90 R=3KΩ C=10pF	-20	0,3 mA	60%	2,9KΩ

Fig. 5.2 - Capacità parassite nel circuito rivelatore video

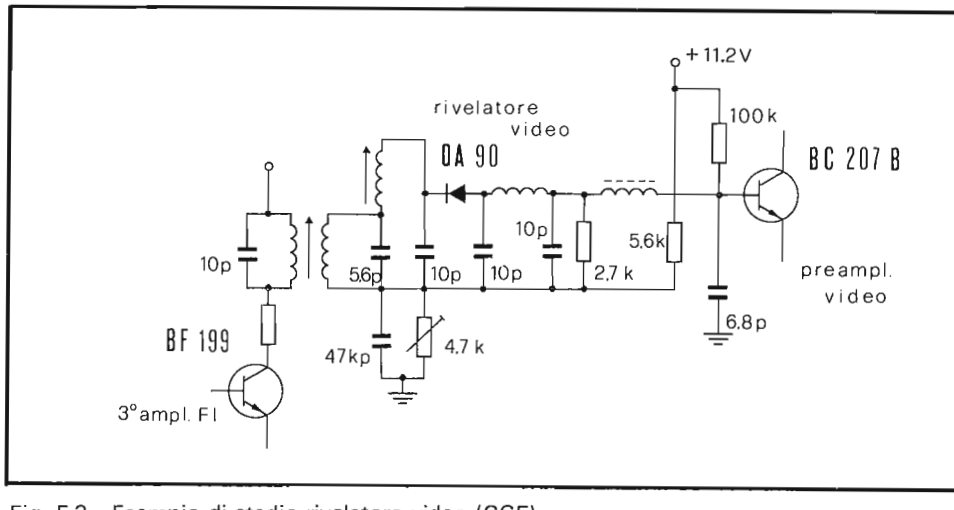


Fig. 5.3 - Esempio di stadio rivelatore video (CGE).

Quanto detto permette di concludere che l'attenuazione del residuo a frequenza intermedia non sarà rilevante a causa del basso rapporto tra il suo valore e quello della massima frequenza video (5 MHz). Si richiede in generale l'impiego di uno o più filtri passa-basso di tipo LC per portare l'attenuazione ad un valore accettabile.

In genere l'uso di bobine di compensazione , in serie alla resistenza di carico o al percorso del segnale, raggiungono lo scopo di una più estesa linearità della risposta in frequenza e della maggiore attenuazione del residuo a frequenza intermedia.

La Fig. 5.3 riporta un esempio di stadio rivelatore video del tipo descritto. In questo caso la fase del segnale rivelato è negativa. In generale la fase dipende dal tipo di pilotaggio del cinescopio (di griglia o di catodo) e dal numero e tipo di stadi interposti tra il cinescopio ed il rivelatore.

5.3 - L'amplificatore video

La tensione presente all'uscita del rivelatore è dell'ordine di 2-3 Vpp, su un carico di qualche kohm. Questo valore di impedenza non deve venire sostanzialmente modificato dalla presenza degli stadi successivi.

Per ottenere il pilotaggio completo del cinescopio si richiedono segnali di 70-90 Vpp (per diagonali di 24") o 30-40 Vpp (per diagonali di 12"). Risulta quindi necessaria un'amplificazione del segnale a video-frequenza che, nel primo caso, vale 30-35 e nel secondo 10-20. In linea di principio, questi valori di amplificazione possono essere ottenuti abbastanza agevolmente con un unico stadio ad emettitore comune, collegato secondo lo schema di Fig. 5.4 A. La presenza di capacità parassite impone però una compensazione in frequenza.

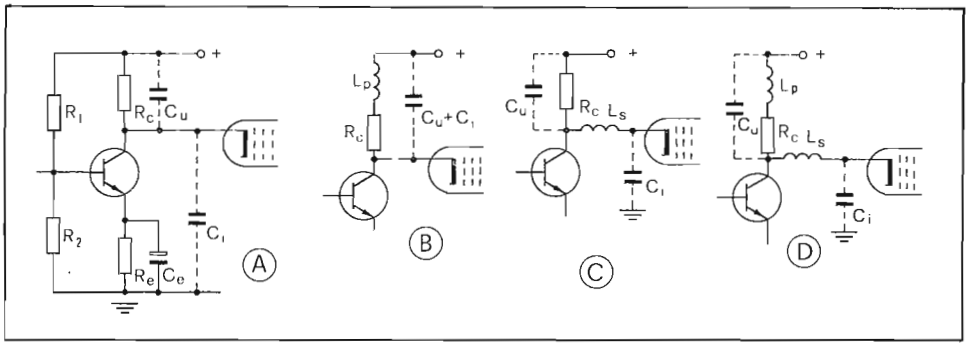


Fig. 5.4 - Amplificatore video non compensato (A), con compensazione parallelo (B), serie (C) e mista (D).

La banda passante di un amplificatore è limitata dalle capacità in parallelo alla resistenza di carico, che sono: le capacità di entrata e di uscita dei transistors e quelle del cablaggio e della linea di collegamento al tubo. Se a 5 MHz la reattanza capacitiva è uguale alla resistenza di carico, il guadagno dell'amplificatore si riduce di 3 dB. La presenza di una o più bobine sul circuito di carico è in grado di annullare l'effetto prodotto dalle capacità, analogamente a quanto succede negli stadi di FI, allargando così la banda delle frequenze amplificate. L'amplificatore è allora

pensato per le alte frequenze. A seconda che la bobina realizzi un circuito risonante serie o parallelo con le capacità parassite, avremo la *compensazione serie* (C) o quella *parallelo* (B). Esistono comunque anche circuiti nei quali sono presenti entrambe le compensazioni: è il caso allora della *compensazione mista* (D).

In Fig 5.5 sono messe a confronto le curve di risposta dell'amplificatore non compensato (B) con quella ideale (A).

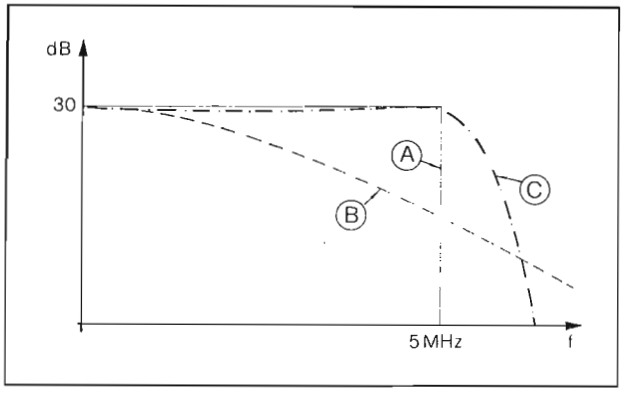


Fig. 5.5 - Curva di risposta ideale (A), senza compensazione (B) e con compensazione (C) dell'amplificatore video

L'amplificatore ora studiato non può però essere collegato direttamente all'uscita del rivelatore, poichè presenta un'impedenza d'ingresso troppo bassa. Questo collegamento altererebbe sostanzialmente il funzionamento del rivelatore. Inoltre, affinchè il circuito d'ingresso dell'amplificatore video non introduca limitazioni ulteriori nella risposta alle alte frequenze dell'amplificatore stesso, è indispensabile pilotare il transistor con un generatore a bassa impedenza (pilotaggio in tensione).

L'effetto dell'impedenza del generatore sulla risposta in alta frequenza dell'amplificatore video può essere valutata quantitativamente, per esempio, nel caso del transistor BF 178 polarizzato in modo che risultino $I_C = 10$ mA e $V_{CE} = 30$ V. La risposta in frequenza dello stadio può essere facilmente calcolata rappresentando l'elemento attivo con il circuito equivalente più adatto che è il cosiddetto pi-greco ibrido (Fig. 5.6).

La frequenza di taglio superiore f_2 può essere imputata alla maggiore delle costanti di tempo dei circuiti d'uscita e d'ingresso, dopo aver trasportato la $C_{b'c}$ con il teorema di Miller in parallelo a $C_{b'e}$ e r_{ce}. Facendo riferimento ai dati riportati in figura si ricava che, se il pilotaggio del transistor è di tensione ($r_s \ll r_{bb'}$), $f_2 = 17$ MHz, se invece il pilotaggio è di corrente ($r_s \gg r_{bb'}$), $f_2 = 2.4$ MHz.

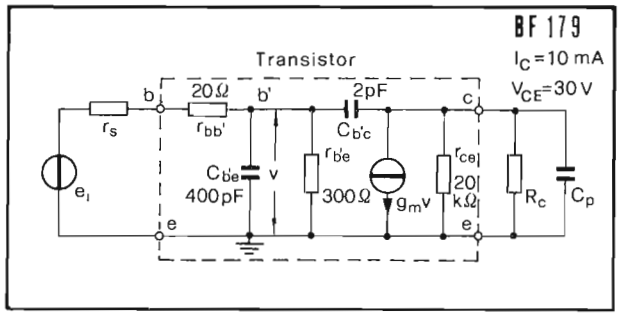


Fig. 5.6 - Circuito equivalente dell'amplificatore video per il calcolo della frequenza di taglio alle alte frequenze del circuito d'ingresso.

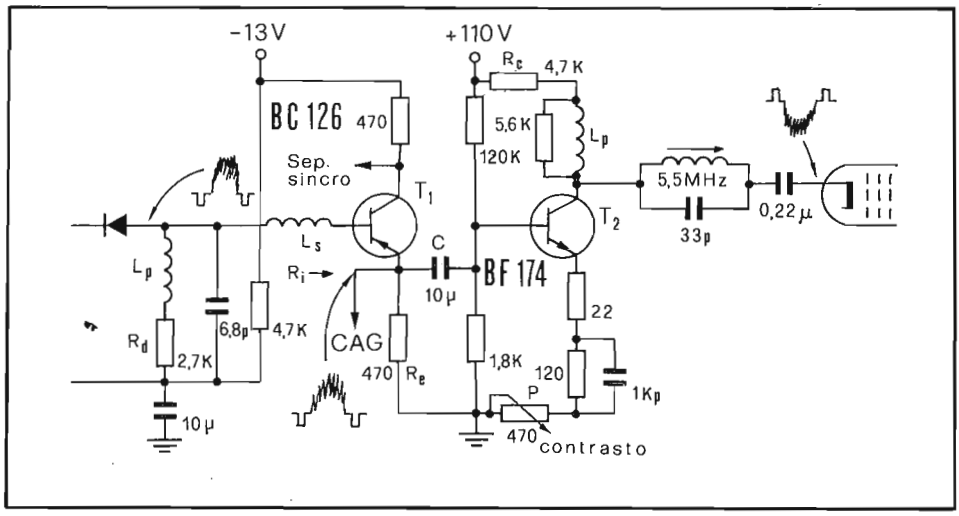


Fig. 5.7 - Preamplificatore-invertitore e amplificatore video (Prandoni).

La soluzione del problema consiste nell'utilizzare un transistor a collettore comune (o a doppia uscita) con funzione di trasformatore di impedenza tra rivelatore ed amplificatore video. La Fig. 5.7 riporta uno schema tipico di tale connessione. Il segnale video negativo, passando attraverso la bobina di compensazione L_s, giunge sulla base del transistor T_1. Esso presenta una resistenza di emettitore uguale a quella di collettore; di conseguenza il guadagno è unitario e la resistenza di ingresso R_i ($\simeq h_{fe} R_e$) risulta molto maggiore di R_d.

Il segnale in uscita dal collettore va al separatore di sincronismi. Quello di uscita dall'emettitore va sia al circuito di CAG che alla base del transistor T_2, passando attraverso il condensatore di accoppiamento C. Il guadagno di questo stadio è determinato dall'entità della controreazione, che viene regolata dal potenziometro P. Tale comando, pertanto, variando l'ampiezza del segnale video di uscita, realizza il controllo di contrasto. Dal collettore di T_2 il segnale viene inviato capacitivamente al catodo del cinescopio, dopo essere stato filtrato dalla trappola a 5.5 MHz, che elimina ogni residuo di segnale audio. Nel circuito di collettore c'è una correzione per le alte frequenze di tipo parallelo.

La tensione di alimentazione nello stadio finale è ottenuta rettificando e filtrando gli impulsi presenti, sul trasformatore di riga, durante le ritracce orizzontali.

5.4 - Caratteristiche del transistor d'uscita

Lo stadio finale, dovendo fornire un segnale di 90 Vpp su un carico di valore compreso tra 2.2 e 4.7 kohm, deve necessariamente impiegare un transistor di potenza operante in classe A. Ad esempio, per una tensione d'uscita $V_u = 90$ Vpp e con una resistenza di carico $R_c = 2.2$ kohm, la corrente di collettore a riposo dovrà essere:

$$I \simeq V_u/2R = 20 \text{ mA}$$

e pertanto la potenza dissipata sarà:

$$P = V_u^2/4\,R = 1 \text{ W}.$$

Per questo motivo il transistor finale video viene montato su un piccolo radiatore.

Per quanto riguarda i parametri dinamici, il transistor d'uscita deve possedere bassi valori di resistenza $r_{bb'}$, e di capacità $C_{b'c}$ (quindi una piccola costante di tempo $r_{bb'} \cdot C_{b'c}$), alti valori di frequenza di transizione (determinata dalla $C_{b'e}$) e di conduttanza g_m.

La tensione di alimentazione deve essere superiore alla tensione di uscita V_u del 10-20% e quindi si richiede che il transistor possieda una tensione di rottura V_{CEO} maggiore di quella di alimentazione del 15-35%.

In tabella sono riportati alcuni dati relativi a transistors utilizzati come finali video.

	BF 258 *Mistral*	BF 109 *Philips*	BF 178 *Philips*	BF 458 *Intermetall*	BF 658 *SGS-Ates*
V_{CEO} (V)	250	110	145	250	250
f_T (MHz)	110	135	120	90	90
$C_{b'c}$ (pF)	2.5	3	2.5	4.2	3
C_{ce} (pF)	3.5	4		5.5	
$r_{bb'} \cdot C_{b'c}$ (ps)	25	350	25		

5.5 - Il controllo automatico di guadagno (CAG)

Si è visto nei capitoli precedenti che i gruppi a RF e l'amplificatore di FI necessitano di una tensione di CAG, per adattare il loro guadagno al livello del segnale ricevuto. I circuiti che producono la tensione o la corrente di CAG sono quasi sempre del tipo *gate*. Il principio di funzionamento può essere descritto con l'aiuto della Fig. 5.8.

Il segnale video positivo giunge alla base di T attraverso R_B. L'emettitore di questo transistor si trova ad un potenziale V_E positivo verso massa. Si avrà corrente di base solo quando V_{BE} risulterà maggiore di V_T, ovvero durante gli impulsi di sincronismo. L'entità di questa corrente dipende dal valore di V_E, quindi dalla posizione del cursore del potenziometro P. Se il segnale è forte si avrà un alto valore della corrente di base (3), viceversa se il segnale è debole (1). Se ora rendiamo positivo il collettore rispetto all'emettitore, nell'intervallo in cui sono presenti gli impulsi di

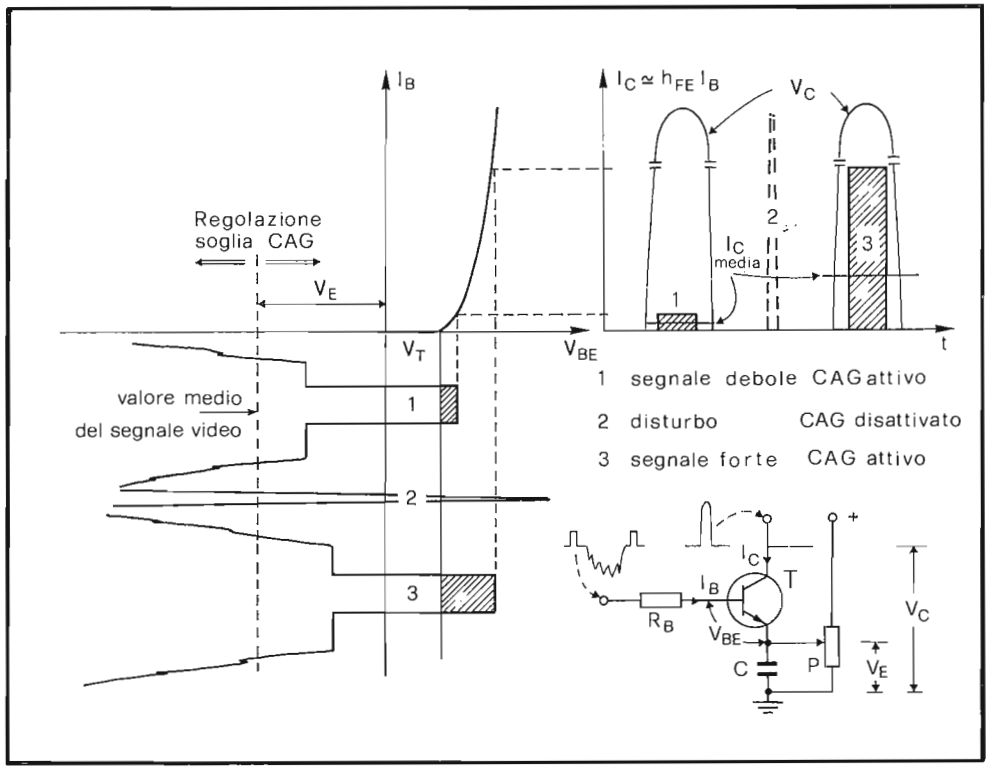


Fig. 5.8 - Principio di funzionamento del CAG-gated.

sincronismo, avremo una circolazione di corrente di collettore in quantità pressocché proporzionale a quella di base. Il valore medio della corrente di collettore è la grandezza che viene utilizzata per valutare l'ampiezza del segnale captato dall'antenna.

L'alimentazione ad impulsi del collettore (gated) permette di ridurre considerevolmente la sensibilità ai disturbi del circuito. Se un disturbo di notevole entità dovesse presentarsi nell'intervallo compreso tra due impulsi di sincronismo (2), il suo passaggio all'uscita verrebbe impedito dall'assenza di tensione del collettore, anche se la sua ampiezza fosse in grado di superare il livello dei sincronismi. Naturalmente se il disturbo si presenta quando la V_{CE} è positiva, cioè sovrapposto agli impulsi di sincronismo, il circuito non è in grado di ignorarlo. In questo caso il valore della corrente di collettore risulta un'indicazione falsata dell'entità del segnale raccolto dall'antenna.

Naturalmente il circuito di CAG-gated può essere realizzato anche con transistors p-n-p. La Fig. 5.9 ne riporta un esempio. Il segnale video, con polarità negativa, perviene alla base di T_1 attraverso la resistenza di disaccoppiamento di 470 ohm. Essendo l'emettitore polarizzato negativamente, il diodo base-emettitore diverrà conduttore solo durante gli impulsi di sincronismo. La corrente di collettore potrà però circolare solo se il collettore risulterà più negativo dell'emettitore. Questo accade quando dal secondario del trasformatore di riga arrivano impulsi negativi. Gli impulsi di riga, solo in condizioni di sincronizzazione orizzontale, sono pre-

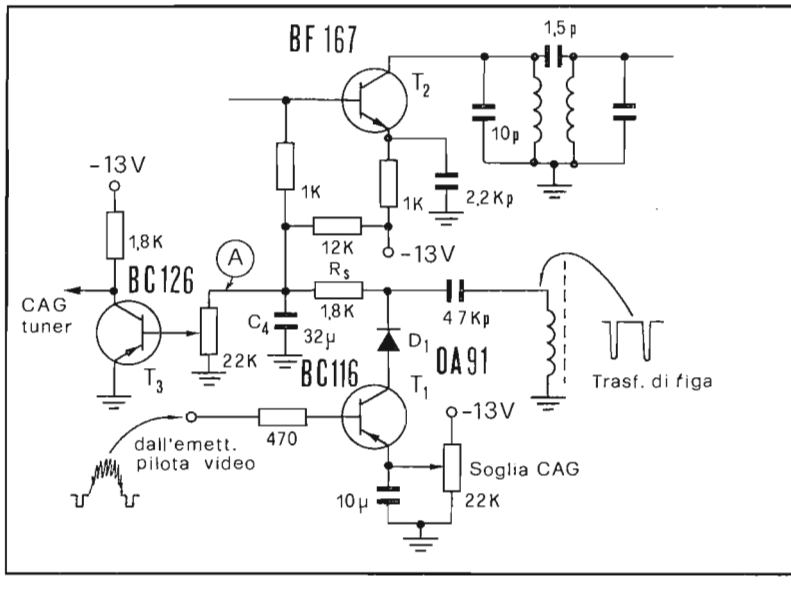


Fig. 5.9 - Schema elettrico semplificato del CAG-gated.

senti durante i ritorni di riga. Come nel caso precedente, durante questi intervalli, circola corrente di collettore in quantità dipendente dall'ampiezza del segnale video in arrivo. Più ampio è il segnale, maggiore è l'intensità di questi picchi di corrente; il loro valore medio viene estratto con l'aiuto del filtro passa-basso R_5-C_4 e inviato alla base del primo transistor amplificatore di media frequenza BF 167. Ad un aumento del segnale video in arrivo segue un aumento della corrente media del collettore di T_1 e, quindi, della corrente di base di T_2, come deve essere appunto per realizzare il CAG diretto. Il diodo D_1 evita la scarica del condensatore C_4, nell'intervallo tra due impulsi successivi di fly-back, attraverso la giunzione collettore-base che verrebbe così ad essere polarizzata direttamente.

Il sistema descritto è poco sensibile ai disturbi; inoltre il guadagno a maglia aperta della rete di reazione è sufficientemente grande per garantire un'ottima stabilizzazione del contrasto entro un ampio intervallo di valori del segnale d'entrata.

Se i gruppi a RF impiegano transistors complementari rispetto a quelli di media frequenza o se il CAG è opposto a quello dei transistors di media frequenza, allora si richiede l'uso di un invertitore. Questa è la funzione di T_3; la sua corrente di collettore decresce all'aumentare della corrente in T_1 perché si alza il potenziale del punto A. Questa diminuzione si ripercuote sulla corrente di CAG del gruppo che deve essere perciò del tipo inverso.

A volte, in aggiunta allo schema descritto, ci sono dei componenti passivi che abilitano alla conduzione il transistor T_3, solo quando in T_1 circola un prefissato valore di corrente. Questo permette di "ritardare" l'intervento del CAG sul gruppo rispetto a quello sull'amplificatore di FI video. In questo modo si sfrutta al massimo l'azione amplificatrice del gruppo a RF, fino a che il segnale d'antenna non raggiunge un'ampiezza adeguata.

Una soluzione migliore di quella descritta è rappresentata in Fig. 5.10. T_1 funziona nel modo già visto ed il valore medio della sua corrente di collettore controlla direttamente il guadagno di T_2 (primo amplificatore di FI). La corrente di emettito-

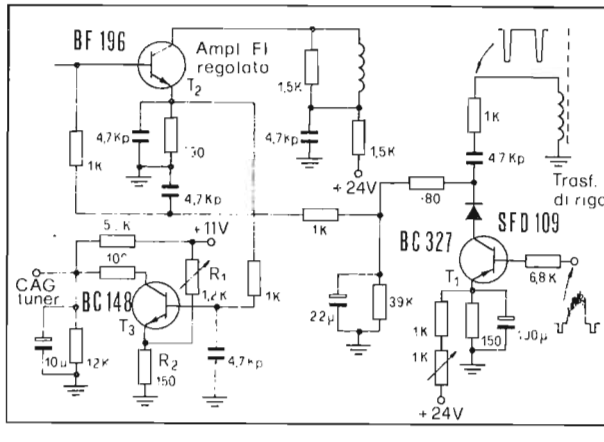


Fig. 5.10 - CAG-gated amplificato con ritardo per il tuner

re di quest'ultimo è amplificata ($\beta + 1$) volte rispetto a quella di base. La tensione positiva presente all'emettitore di T_2 viene portata alla base di T_3, il cui emettitore, attraverso R_1 - R_2 è positivo rispetto a massa. T_3 sarà perciò in grado di condurre solo quando l'emettitore di T_2 avrà raggiunto un certo livello, ovvero quando il segnale d'antenna avrà superato un ben determinato valore. R_1 controlla perciò il ritardo di intervento del CAG al sintonizzatore. Quando T_3 conduce, la tensione di collettore si abbassa e diminuisce il potenziale di base del transistor amplificatore di RF nel quale, se è di tipo p-n-p, aumenta la corrente di collettore con una conseguente diminuzione di guadagno.

5.6 - Amplificatore di FI video a circuito integrato

I diversi costruttori di circuiti integrati hanno immesso nel mercato, in questi ultimi anni, alcuni circuiti atti ad essere impiegati come amplificatori di FI video, che forniscono prestazioni abbastanza simili. Una caratteristica comune ai più recenti è l'utilizzazione della tecnica di rivelazione sincrona, o moltiplicativa, che presenta notevoli vantaggi rispetto a quella tradizionale.

5.6.1 - Rivelazione sincrona

Si è visto al paragrafo 5.2 che l'estrazione del segnale video dal segnale a FI veniva effettuata facendo ricorso a un diodo. Questo elemento lasciava passare una semionda, impedendo il passaggio all'altra. In questo modo era possibile estrarre ai capi di un circuito RC l'inviluppo che costituiva per l'appunto il segnale video. Questo semplice processo dà però luogo a segnali residui di frequenza pari al valore della FI video che, se non sufficientemente attenuati, possono produrre fastidiose interferenze sull'immagine.

Un metodo complesso, ma elegante, per ovviare a questo inconveniente, può essere l'utilizzazione della rivelazione sincrona. In sintesi, questa tecnica consiste nel far uso di entrambe le semionde della portante per rivelare la modulante. Il segnale così inviluppato viene ad avere una frequenza doppia rispetto alla portante originale: risulta allora molto più agevole la separazione tra il segnale video modulante ed i residui del processo di rivelazione. Con questa tecnica è pure evitata l'interferenza tra questi residui ed il segnale a FI video, giacché le loro frequenze sono ora diverse.

La Fig. 5.11 riporta lo schema a blocchi del circuito di rivelazione sincrona e, per ciascun blocco, fornisce lo schema elettrico di principio. Come si nota, il segnale d'ingresso a FI video va, da un lato, ad un amplificatore lineare e, dall'altro, ad un amplificatore selettivo che ha il compito di prelevare la sola portante video. Poiché l'ampiezza della portante è legata a quella del segnale video modulante, si procede ad una limitazione in ampiezza e successivamente ad una squadratura. Le due uscite simmetriche dello squadratore vengono inviate alle basi di T_6 - T_7 e T_5 - T_8. Solo negli intervalli in cui questi segnali sono positivi, sarà possibile la conduzione dei transistors; negli altri intervalli, questi ultimi risulteranno interdetti.

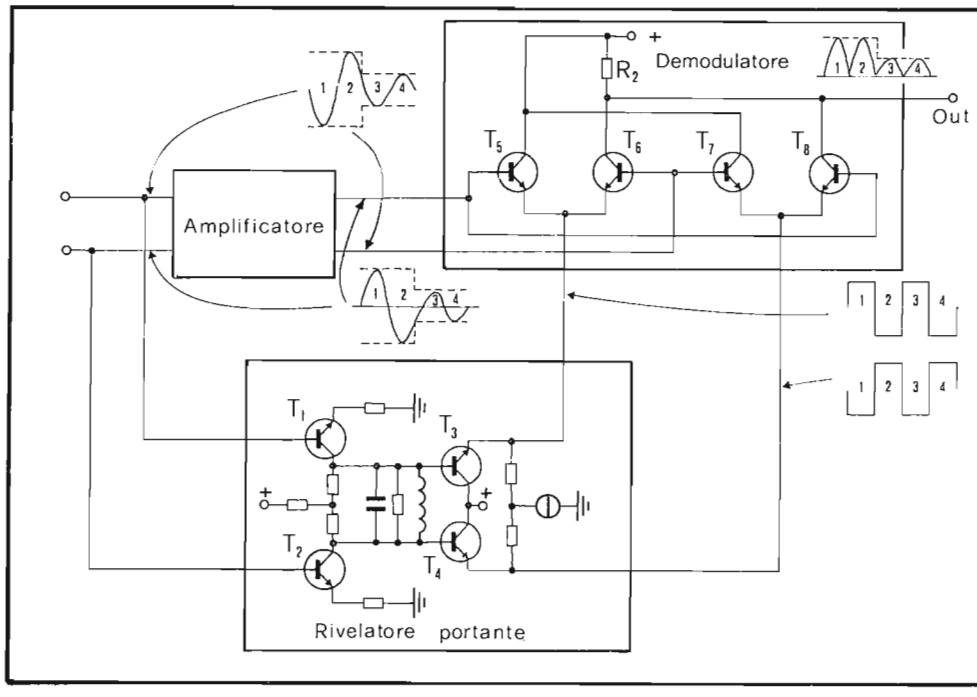


Fig. 5.11 - Principio di funzionamento della rivelazione sincrona.

Dal punto di vista dei segnali provenienti dall'amplificatore, T_5 - T_6 e T_7 - T_8 operano a base comune. La tensione presente agli emettitori dei transistors risulterà disponibile, amplificata, ai collettori nella fase di conduzione. Seguiamone il funzionamento ricorrendo ai segnali rappresentati nei diversi punti del circuito. Negli intervalli dispari (1, 3, 5 ...) la tensione proveniente dallo squadratore rende conduttori i transistors T_7 e T_8 e interdetti T_5 e T_6. Contemporaneamente T_8 amplifica sia il segnale che gli perviene sulla base direttamente dall'amplificatore, sia quello proveniente dall'emettitore di T_7.

La corrente in R_2, negli intervalli dispari, proviene solo da T_8. Allo stesso modo si vede che la corrente in R_2 arriva, negli intervalli pari (2, 4, 6, ...) da T_6 connesso in semidifferenziale con T_5. In queste condizioni i transistors T_6 e T_8 forniscono all'uscita le semionde raddrizzate che contengono interamente il segnale video modulante.

La tecnica dell'inversione di fase e le conduzioni simmetriche permettono al carico comune R_2 di "vedere" della stessa polarità le alternanze di alta frequenza.

La forma dell'inviluppo non è diversa da quella ottenibile dal diodo rivelatore video ma la frequenza della portante inviluppata è raddoppiata; questo facilita, ov-

viamente, la separazione tra le componenti video a frequenza più alta dal residuo a frequenza intermedia.

E' chiaro che, in assenza del segnale della portante video, il circuito non opera: questo fatto giustifica la denominazione "rivelazione sincrona o moltiplicativa".

5.6.2 - Il TBA 440

Il TBA 440 è un circuito integrato monolitico al silicio che racchiude un amplificatore a larga banda regolabile e un demodulatore video moltiplicativo con due uscite a video frequenza, a bassa impedenza, di polarità positiva e negativa. Oltre a ciò il circuito comprende anche due stadi ausiliari per il CAG e per la tensione di regolazione ritardata del sintonizzatore.

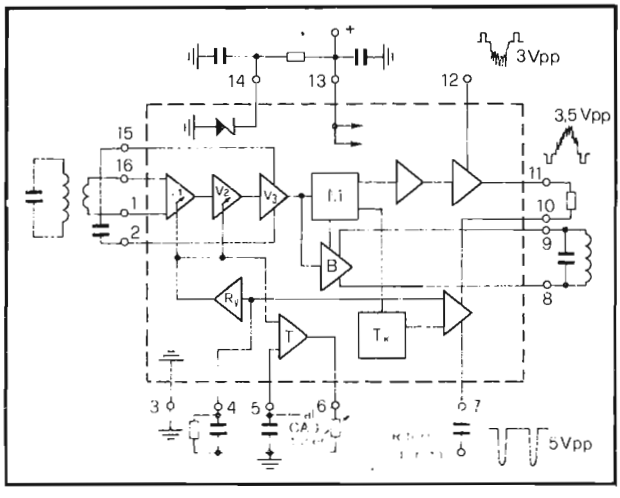


Fig. 5.12-Schema a blocchi del TBA 440.

La Fig. 5.12 riporta lo schema a blocchi del circuito integrato. La sezione video, attraverso il terminale 13, riceve l'intera tensione di alimentazione. Tutte le altre sezioni sono alimentate dalla tensione di 6 V disponibile sul terminale 14, ottenuta da uno Zener integrato. Il segnale bilanciato a FI video è applicato ai morsetti 1 e 16 del circuito. I primi due stadi V_1 e V_2 sono regolati dal CAG, prodotto internamente al circuito stesso. Il terzo stadio V_3 pilota il demodulatore moltiplicativo M ed un amplificatore B che isola, attraverso il circuito oscillante posto tra i morsetti 8 e 9, la portante video alla frequenza di 38.9 MHz. Tale portante, limitata in ampiezza da B, entra nel demodulatore M. Il segnale video presente alla sua uscita, successiva-

mente amplificato, è disponibile con fase positiva sul piedino 12 e negativa sull'11. Il circuito di CAG opera come una porta *and* (gate) pilotata dall'impulso di Fly-back di riga (pin 7) e col segnale video negativo applicato al piedino di ingresso 10. Il circuito TK ha il compito di stabilizzare termicamente il circuito di CAG. La tensione di CAG è successivamente applicata a RV, che la amplifica e comanda il guadagno dell'amplificatore. La stessa tensione è disponibile all'uscita 4 del circuito. Un amplificatore T permette di ottenere una tensione di CAG per il gruppo sintonizzatore che è disponibile al piedino 5. La resistenza collegata tra 6 e massa definisce, con il suo valore, la tensione di soglia dell'amplificatore T e, quindi, il ritardo per il gruppo a RF.

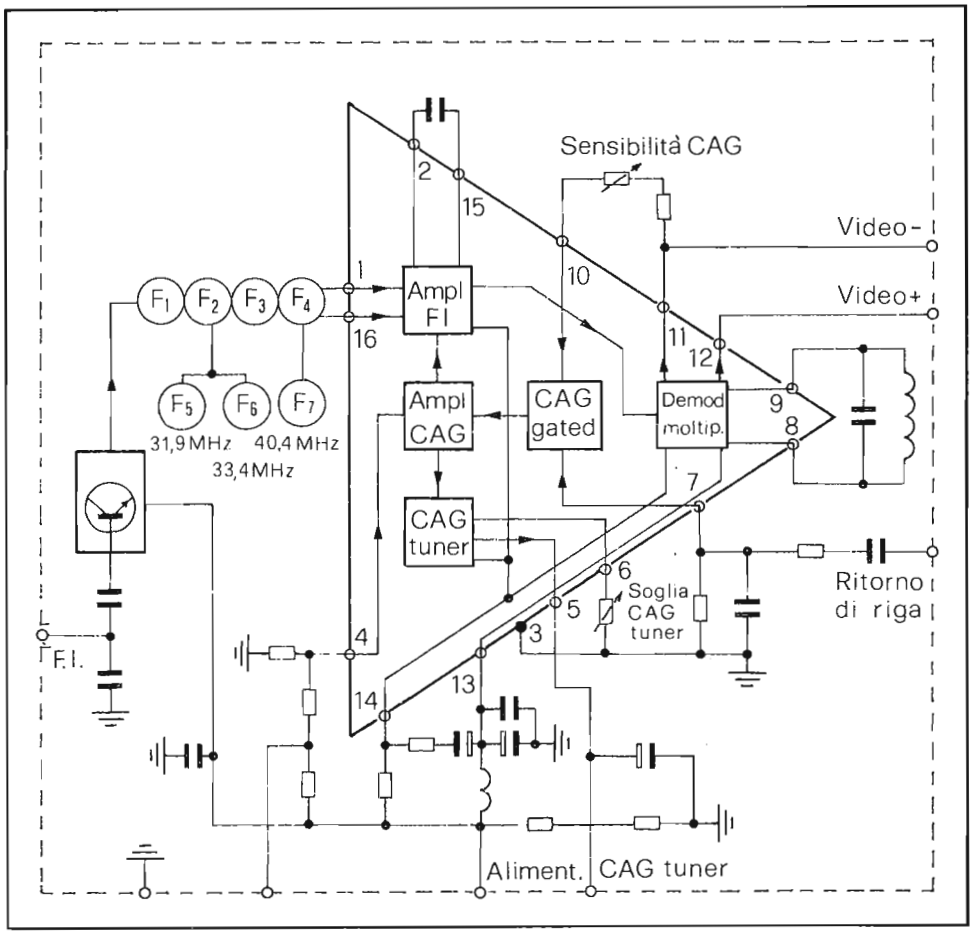


Fig. 5.13 - Schema elettrico semplificato di un amplificatore di FI video (Grundig).

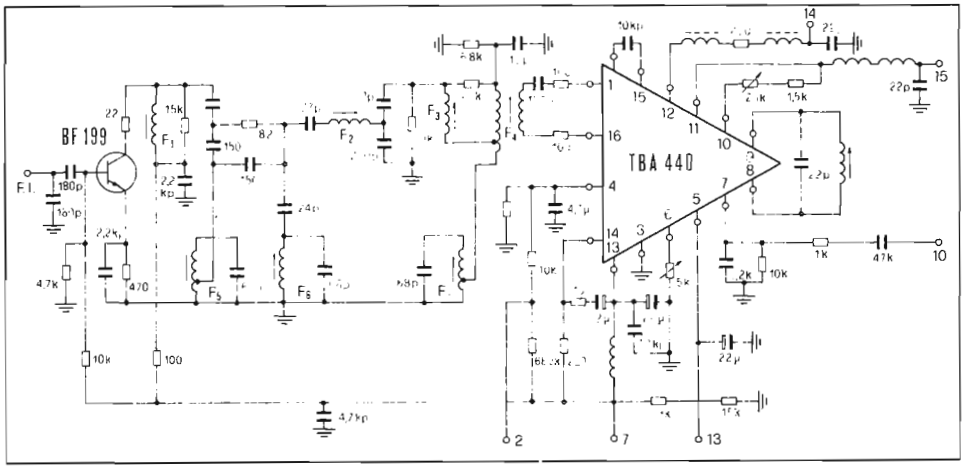


Fig. 5.14 - Schema elettrico completo dell'amplificatore di FI video che fa uso del TBA 440 (Grundig).

Un esempio d'impiego del TBA 440 è mostrato dalle Figg. 5.13 e 5.14 che riportano uno schema Grundig.

Il segnale in arrivo dal tuner, passando attraverso un filtro a larga banda, giunge al transistor BF 199; tra l'uscita di quest'ultimo e l'ingresso del TBA 440 trova posto un filtro a quattro circuiti accordati, che ha il compito di formare la curva di risposta. Altri tre circuiti risonanti, F_5, F_6, F_7 costituiscono altrettante trappole accordate rispettivamente a 31.9 MHz (portante video del canale adiacente), 33.4 MHz (portante audio del canale ricevuto) e 40.4 MHz (portante video del canale adiacente).

5.6.3 - Il TDA 440

Un altro circuito integrato che funziona sullo stesso principio di quello studiato nel paragrafo precedente è il TDA 440. La Fig. 5.15 riporta lo schema a blocchi delle parti in esso contenute. Come si vede confrontando con la Fig. 5.12, gli schemi a blocchi dei due circuiti coincidono e così pure i collegamenti ai piedini esterni.

In Fig. 5.15 è riportato anche uno schema tipico di impiego del TDA 440. Per formare la curva di risposta viene usato un filtro di banda a quadruplo accordo, tarabile con L_{201}, L_{203}, L_{212} e con la bobina presente entro il gruppo, sul collettore del transistor convertitore. L'attenuazione della portante audio del canale ricevuto e di quelle dei canali adiacenti è ottenuta con l'impiego di tre trappole del tipo a ponte, regolabili con L_{204}, L_{205}, e L_{208}. L'estrazione della portante audio per la rivelazione moltiplicativa è affidata al circuito risonante parallelo L_{230} - C_{230}. Nella stessa figura è riportata la curva di risposta dell'amplificatore con evidenziate le attenuazioni dei filtri di reiezione riferite alla resa massima (0 dB).

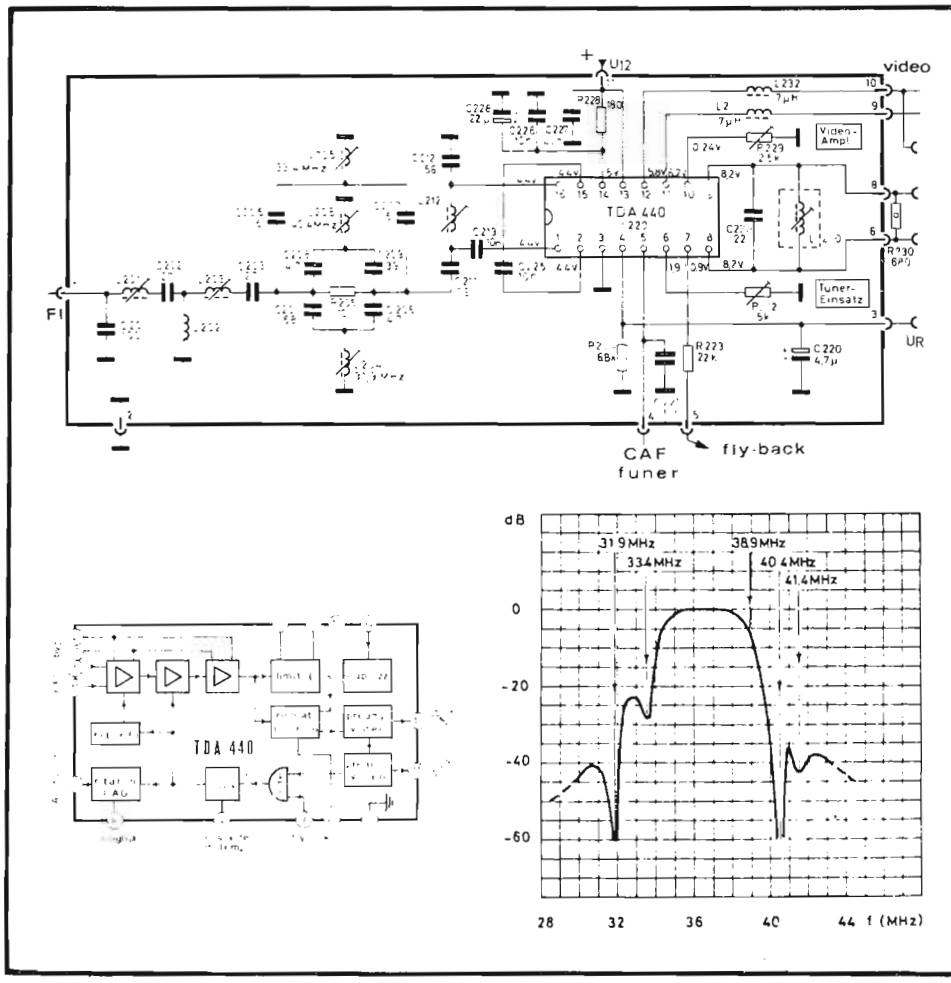


Fig. 5.15 - Schema a blocchi del TDA 440, suo circuito d'impiego (Loewe-Opta) e curva di risposta.

5.6.4 - I TDA 2540/41

I circuiti integrati TDA 2540/41 sono degli amplificatori di FI video a tre stadi tutti dotati di CAG. Essi comprendono, inoltre, un circuito di controllo automatico di frequenza (CAF) per il gruppo sintonizzatore con un'uscita di 10 V, per una dissintonia di 70 kHz, un CAG del tipo gated con uscita per il gruppo, un demodulatore

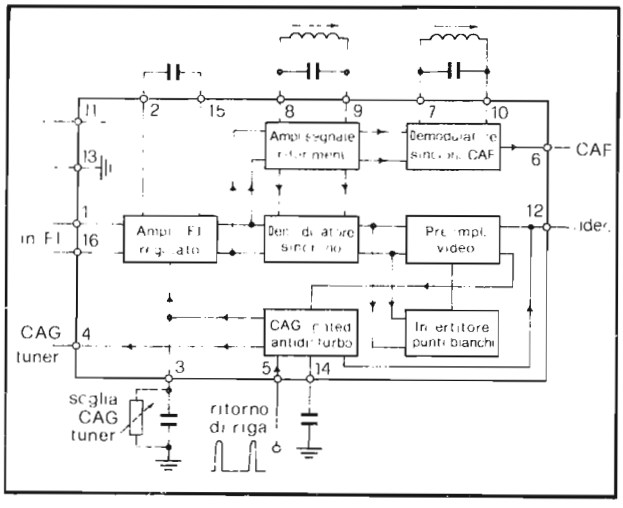


Fig. 5.16-Schema a blocchi dei TDA 2540/41

sincrono ed un preamplificatore video. I due modelli differiscono solo per il loro adattamento a tuners con transistors n-p-n (TDA 2540) o p-n-p (TDA 2541). La Fig. 5.16 riporta lo schema a blocchi del circuito integrato. Come si vede, almeno nella sua schematizzazione a blocchi, il circuito non è dissimile dal TDA 440, descritto nel paragrafo precedente. Il principio della rivelazione sincrona corrisponde a quello della demodulazione a prodotto.

Affinché la demodulazione sincrona (che, ricordiamo, utilizza il segnale della portante video a 31.9 MHz come riferimento) sia efficace, è indispensabile stabilizzare la frequenza dell'oscillatore del tuner: solo così infatti la frequenza della portante video non subisce variazioni consistenti. Per questo motivo, all'interno del circuito integrato trova posto un altro demodulatore sincrono, che confronta il segnale di FI, amplificato, con la portante video alla frequenza di 38.9 MHz. Ogni deviazione di quest'ultima, dovuta a deriva dell'oscillatore locale del tuner, produce una tensione continua in uscita dell'integrato che viene inviata al circuito di CAF del gruppo.

I vantaggi principali della demodulazione sincrona, come si è già detto, consistono nella limitata intermodulazione e nella bassa distorsione di seconda armonica. Da misure effettuate, risulta che il battimento a 1.1 MHz tra il segnale di *crominanza* a 4.43 MHz ed il segnale audio intercarrier a 5.5 MHz è di 60 dB al di sotto dell'escursione nero-bianco.

Un'altra funzione molto utile attuata dal TDA 2540 consiste nell'inversione dei *disturbi bianchi*. Quando un disturbo supera di poco il livello del bianco, viene invertito così da apparire grigio e quindi meno evidente. In modo analogo, ma questa volta per i *disturbi neri*, c'è, all'interno del blocco di CAG, un invertitore di disturbi che impedisce loro di alterare la sincronizzazione della base dei tempi di riga e di quadro.

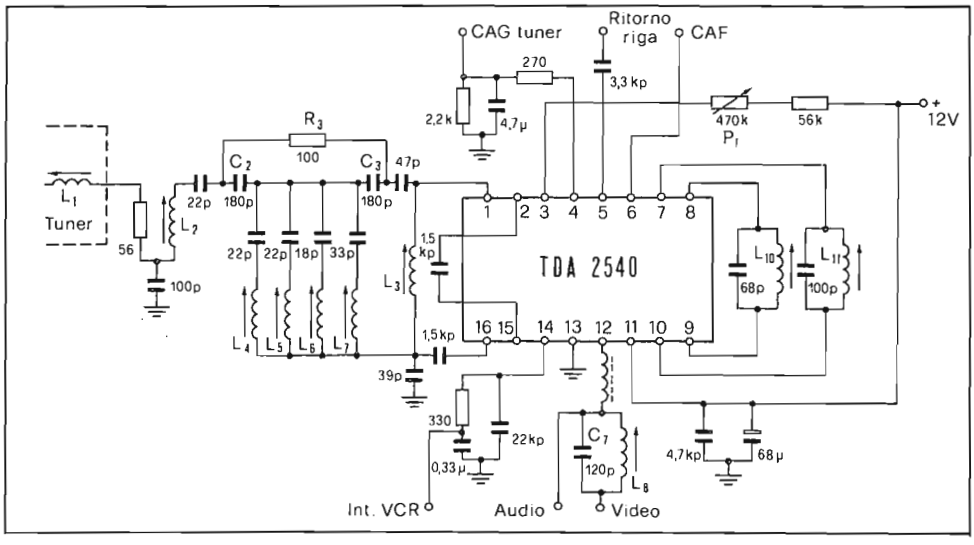


Fig. 5.17 - Circuito d'impiego del TDA 2540 in un amplificatore di FI video (Philips).

Uno schema di impiego del circuito integrato TDA 2540 è riportato in Fig. 5.17. Il segnale a FI video proviene dal tuner e, complessivamente, incontra tre circuiti risonanti accoppiati tra di loro (L_1 sul gruppo, L_2, L_3 sul circuito amplificatore di FI) che hanno il compito di formare la *finestra* per il suo passaggio. L'attenuazione delle portanti dei canali adiacenti e della portante audio a FI è ottenuta con il ponte a T formato da R_3, da ciascuna trappola e dai condensatori C_2, C_3.

Il segnale video demodulato è disponibile al piedino 12. Un circuito trappola parallelo (C_7 - L_8) impedisce il passaggio del segnale intercarrier a 5.5 MHz, che viene invece prelevato e inviato all'amplificatore di FI audio. Tra i piedini 8 - 9 e 7 - 10 sono collegati i circuiti accordati sulla frequenza della portante video (38.4 MHz), indispensabili al funzionamento dei due demodulatori sincroni.

La tensione di soglia di CAG del gruppo è regolata dal potenziometro P_1 ed è disponibile al piedino 4. Al piedino 5 giunge l'impulso di ritorno di riga prelevato dal trasformatore d'uscita orizzontale per il controllo dell'amplificatore gated di CAG. L'uscita della tensione di CAF per il gruppo è disponibile al piedino 6. La tensione di alimentazione di 12 V è applicata tra il piedino 11 ed il 13, quest'ultimo collegato a massa.

CAPITOLO VI

La sezione audio

6.1 - Introduzione

All'uscita del rivelatore video è disponibile un segnale di 5.5 MHz, modulato in frequenza dal segnale audio del canale ricevuto; esso è il prodotto della seconda conversione di frequenza ottenuta dalla sovrapposizione delle due portanti audio e video. Tale segnale viene, successivamente, amplificato, limitato in ampiezza, demodulato e quindi amplificato in BF, prima di essere riprodotto dall'altoparlante. Queste sono dunque le funzioni esercitate dai diversi stadi che compongono la sezione audio del televisore (Fig. 6.1).

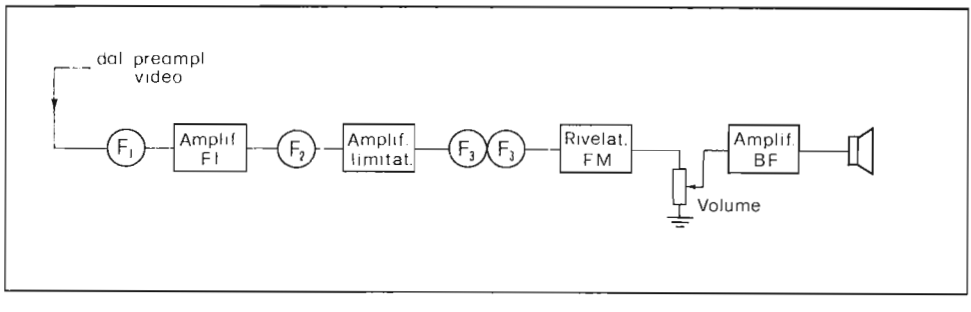


Fig. 6.1 - Schema a blocchi della sezione audio di un televisore.

6.2 - L'amplificatore di FI audio ed il rivelatore FM

La sezione di FI audio è formata generalmente da due transistors e da un certo numero di trasformatori accordati sulla frequenza di 5.5 MHz, accoppiati o meno tra di loro. Essi hanno la funzione di separare il più nettamente possibile l'informazione audio, che occupa un canale di circa 120 kHz attorno alla frequenza di 5.5 MHz, da quella video, che si estende fino a 5 MHz. La presenza di video nel canale audio produce dei segnali spuri che alterano la fedeltà della riproduzione.

Il segnale d'ingresso ha un'ampiezza di qualche decina di millivolt e deve subire un'amplificazione adeguata (40 dB) per essere rivelato. A tutto ciò provvedono i due transistors T_2 e T_3 (Fig. 6.2) ed i filtri F_1 ed F_2. Quest'ultimo è formato da un filtro di banda ad accoppiamento capacitivo. Per realizzare l'adattamento ottimale tra il secondo circuito accordato e la base di T_3, viene impiegato il partitore capacitivo C_4 - C_5. T_3 ha il compito di livellare in ampiezza il segnale audio; questa operazione consiste semplicemente nel far lavorare il transistor tra la saturazione e l'interdizione anche con segnali di ampiezza normale.

Alla ricostruzione del segnale, ovvero all'eliminazione delle armoniche che l'operazione di limitazione produce, provvede il filtro di banda F_3. Il secondario di quest'ultimo, unitamente ad un terziario strettamente accoppiato al primario ed avvolto dalla parte "fredda" di questo, alimenta il circuito *rivelatore a rapporto.*

La tensione a FI audio applicata a ciascuno dei due diodi è la somma della tenzione sviluppata al terziario con quella presente su metà secondario. Al variare della frequenza, lo sfasamento tra queste due tensioni varia e, dai 90° che si hanno a 5.5 MHz, cresce e cala al crescere ed al calare della frequenza attorno a quella centrale. L'opposto accade tra le due tensioni applicate all'altro diodo. La tensione rettificata, disponibile tra il centro del trasformatore e quello del carico, ha così il tipico andamento ad "esse" di molti rivelatori per FM (Fig. 6.2).

Il condensatore elettrolitico C_{13}, presente ai capi della resistenza di carico dei due diodi, stabilizza la tensione rivelata, che è costante entro tutta la banda occupata dal segnale a 5.5 MHz modulato in frequenza. Se, per una ragione qualunque,

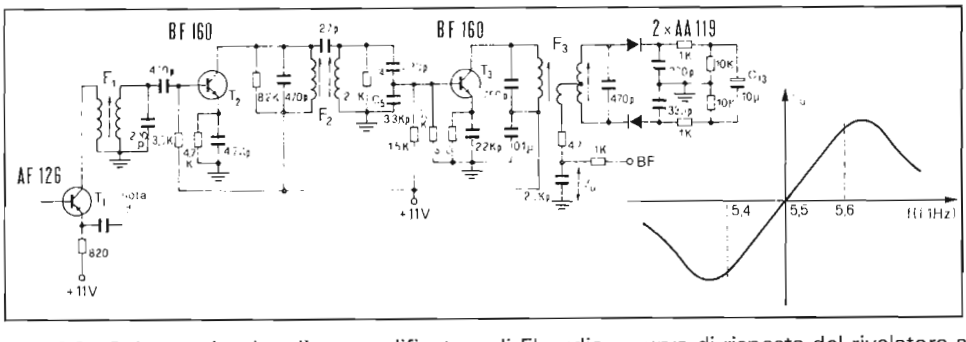


Fig. 6.2 - Schema elettrico di un amplificatore di FI audio e curva di risposta del rivelatore a rapporto.

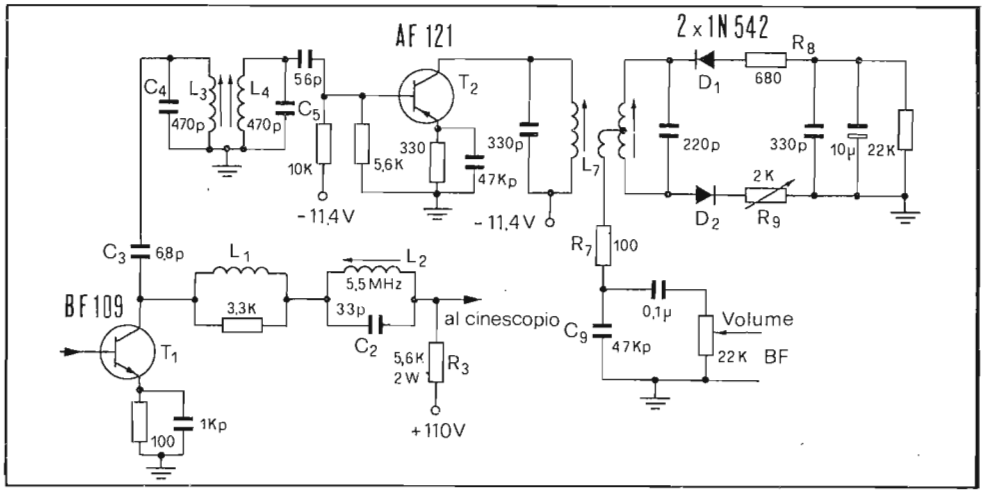


Fig. 6.3 - Schema elettrico di un amplificatore di FI audio monostadio.

l'ampiezza del segnale inviato al rivelatore a rapporto dovesse variare, varierebbe nello stesso senso la corrente entro i diodi e, quindi, l'effetto di carico sul circuito risonante. Così, ad un aumento di ampiezza del segnale, corrisponde un maggiore effetto di carico e, di conseguenza, una diminuzione dell'ampiezza del segnale disponibile. Si dimostra che, se la tensione ai capi del carico è costante, il segnale di BF è totalmente insensibile alla modulazione di ampiezza del segnale in arrivo.

Per una risposta fedele del rivelatore si richiede che la zona lineare si estenda per almeno ±100 kHz attorno alla frequenza di 5.5 MHz.

Il segnale di BF, prima di essere inviato all'amplificatore di BF, subisce, ad opera del filtro passa-basso (R = 47 ohm, C = 22 kpF) una *deaccentuazione (deenfasi)* che compensa l'azione del filtro di *preaccentuazione*, resa necessaria in trasmissione per contenere la sensibilità ai disturbi del segnale modulato in frequenza.

In altre realizzazioni pratiche, si incontra un unico circuito amplificatore di FI audio accoppiato, a volte, direttamente al collettore dell'amplificatore video. Questa soluzione, analoga a quella adottata nel caso dei circuiti a valvole, sfrutta l'amplificazione propria dello stadio finale video che, dovendo estendersi in modo pressocché lineare fino a 5 MHz, può, senza ulteriori complicazioni circuitali, arrivare anche a 5.5 MHz.

Un esempio della soluzione descritta è riportata in Fig. 6.3. Il segnale a 5.5 MHz viene prelevato dal collettore del transistor BF 109, finale video, e inviato, attraverso C_3, al filtro di banda L_3-C_4 e L_4-C_5. Il segnale residuo che potrebbe giungere al cinescopio viene notevolmente attenuato dalla trappola accordata su 5.5 MHz (L_2-C_2) posta in serie alla bobina di compensazione L_1. La resistenza di carico dell'amplificatore video è indicata, nello schema, con R_3. Il transistor T_2 amplifica il

segnale, lo limita in ampiezza e lo trasmette allo stadio rivelatore a rapporto con un'ampiezza pressocché costante.

Il rivelatore FM è del tipo *sbilanciato.* Le correnti dei due diodi attraversano L_7, R_7 e C_9 secondo versi opposti, sviluppando una tensione media, positiva o negativa, su C_9, che dipende dallo scostamento di frequenza dal valore di 5.5 MHz.

Il funzionamento è il medesimo di quello bilanciato. Le resistenze R_8 e R_9, in serie rispettivamente a D_1 e D_2, servono a compensare inevitabili differenze di simmetria del circuito rivelatore. La regolazione di R_9 va fatta per il minimo ronzio e, dinamicamente, per la simmetria della curva ad *esse.*

Un'altra soluzione circuitale piuttosto diffusa impiega, per l'amplificatore di FI audio, ancora due transistors, ma con accoppiamento aperiodico. Con ciò si semplifica la realizzazione senza perdere gran che in selettività. Un esempio di questa

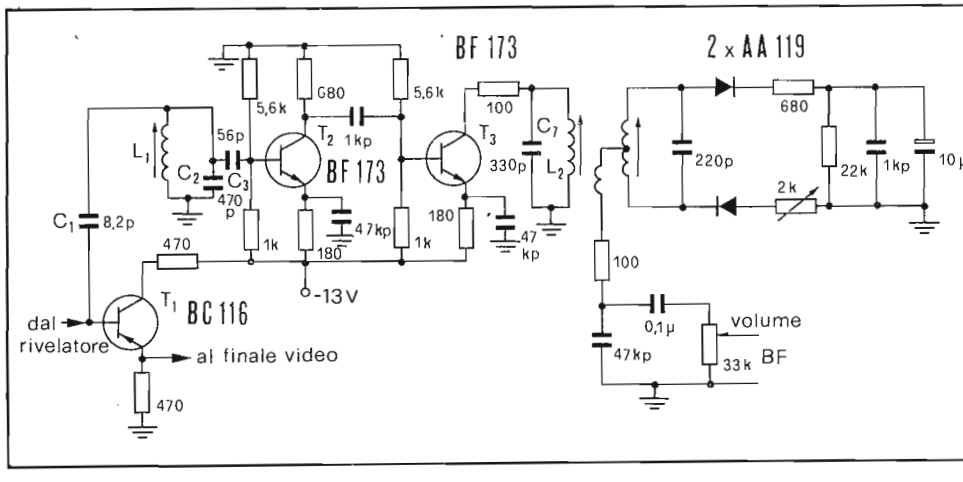


Fig. 6.4 - Schema elettrico di un amplificatore di FI audio a due stadi con accoppiamento aperiodico.

soluzione è fornito dalla Fig. 6.4. Il segnale viene prelevato all'uscita del rivelatore, ovvero sulla base del preamplificatore video e inviato, tramite C_1, al filtro L_1 - C_2 accordato su 5.5 MHz. Quindi, tramite C_3, giunge in base di T_2 che costituisce un amplificatore a larga banda con carico resistivo. Il guadagno è modesto, ma il circuito molto semplice. Dal collettore di T_2 si va sulla base di T_3, che provvede ad un'ulteriore amplificazione, questa volta però selettiva, grazie a C_7 - L_2. Al secondario di questo filtro troviamo il circuito rivelatore a rapporto del cui funzionamento si è detto più sopra.

6.3 - I filtri ceramici

I filtri passa banda ceramici stanno imponendosi in elettronica, soprattutto nei ricevitori radio e televisivi, in sostituzione dei tradizionali circuiti oscillanti a induttanza e capacità. Essi operano sul principio del risuonatore meccanico piezoelettrico usato, come elemento selettivo di frequenze, in filtri ed oscillatori.

I risuonatori piezoceramici presentano i seguenti vantaggi rispetto ai classici circuiti LC:

- non richiedono tarature,
- possiedono alti valori del fattore di qualità,
- hanno dimensioni più piccole,
- sono insensibili a campi magnetici dispersi,
- non producono campo magnetico.

Il campo elettrico variabile che viene a localizzarsi all'interno del risuonatore piezoceramico, in seguito all'applicazione di una tensione variabile, determina una deformazione meccanica dello stesso risuonatore. Se la frequenza di sollecitazione corrisponde a quella propria di oscillazione del risuonatore, si ha un forte accoppiamento elettro-meccanico ed il risuonatore oscilla richiedendo al generatore una debole energia. L'impedenza elettrica corrispondente alla risonanza serie risulta così molto bassa. La Fig. 6.5 indica il modo fondamentale di vibrazione di un risuonatore nella direzione dello spessore, lo schema equivalente ed il significato fisico delle grandezze elettriche riportate.

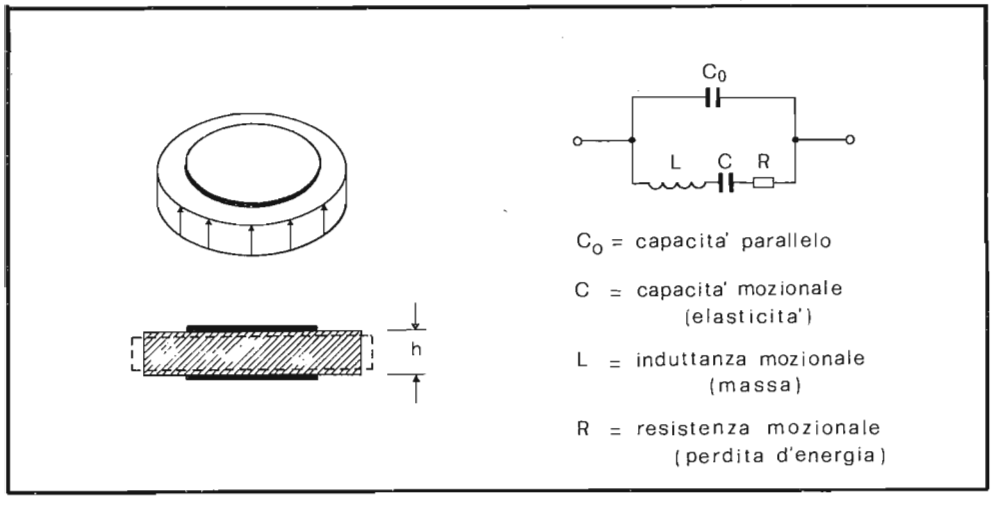


Fig. 6.5 - Risuonatore piezoceramico nella direzione dello spessore: schema elettrico equivalente e significato fisico delle grandezze elettriche.

Lo spessore h del disco di materiale piezoceramico è scelto in modo da risultare pari a mezza lunghezza d'onda della frequenza di risonanza. Per evitare oscillazioni radiali il disco viene montato serrandolo lungo la circonferenza. Senza ulteriori precauzioni un risuonatore in direzione dello spessore produce una serie di armoniche spurie in aggiunta alla fondamentale. Con una scelta opportuna del diametro degli elettrodi metallizzati si può ovviare a tale inconveniente.

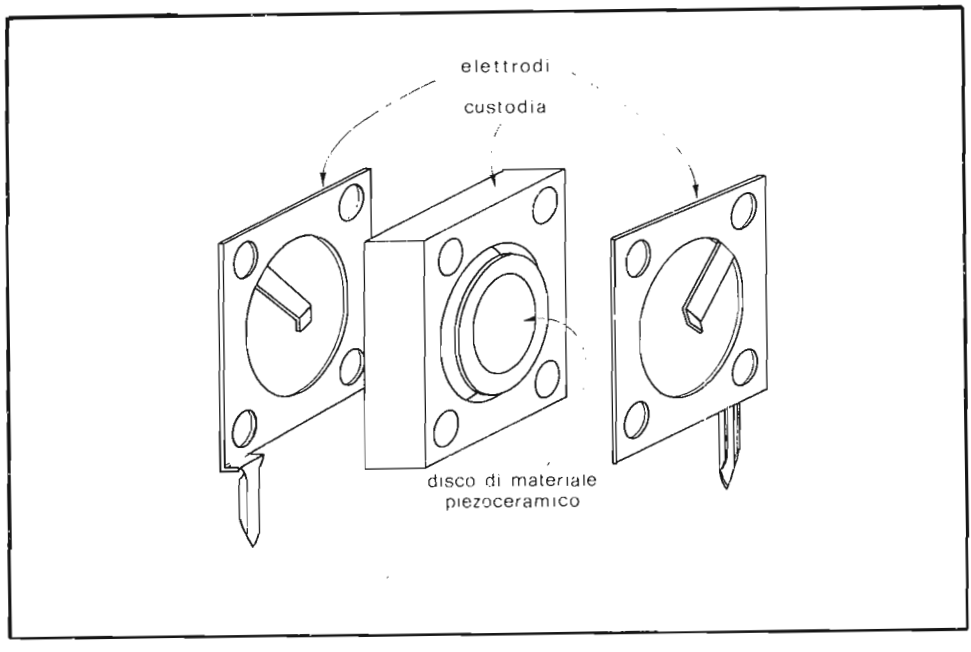


Fig. 6.6 - Vista esplosa parziale di un risuonatore piezoceramico.

In Fig. 6.6 è riportata la vista esplosa di un risuonatore in modo radiale e degli elettrodi di contatto.

L'energia meccanica corrispondente all'oscillazione del risuonatore è praticamente confinata entro il volume sottostante le superfici metallizzate e decresce esponenzialmente allontanandosi da queste. Per tale motivo è possibile applicare un certo numero di elettrodi sulla stessa piastrina di materiale piezoceramico, formando così altrettanti risuonatori accoppiati meccanicamente tra di loro (Fig. 6.7). La distanza D tra le superfici metallizzate determina il grado di accoppiamento e quindi il comportamento elettrico del filtro, così come avviene in seguito all'accoppiamento induttivo o capacitivo tra circuiti elettrici oscillanti. L'aggiunta di resistenze tra i morsetti d'entrata a-b e d'uscita c-d permette di smorzare il filtro e quindi di allargare la banda.

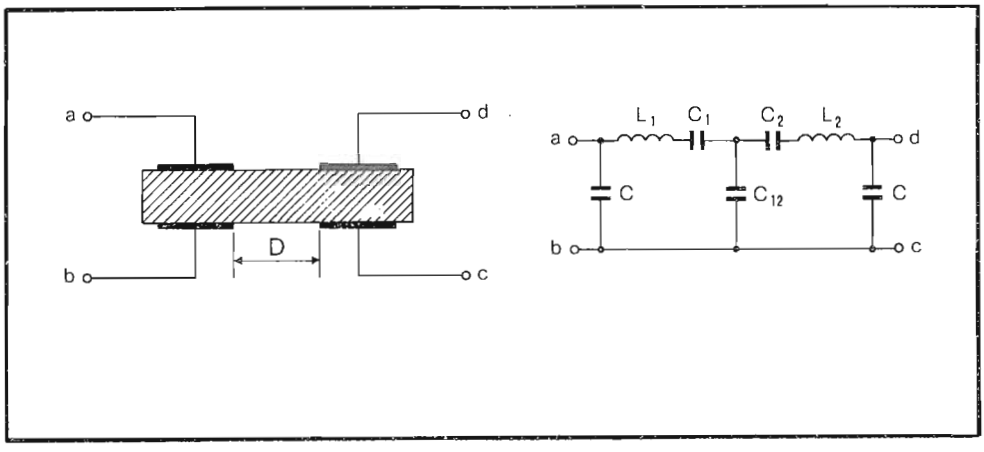


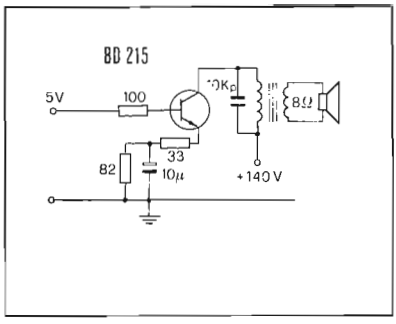
Fig. 6.7 - Filtro monolitico a due sezioni e suo circuito equivalente.

6.4 - La taratura statica della sezione di FI audio

La taratura di questa sezione del televisore può essere fatta con diversi metodi. In modo dinamico, con l'impiego di un generatore sweep-marker e di un oscilloscopio; in modo statico, con l'impiego di un generatore modulato in frequenza e di un voltometro. Esiste una variante a quest'ultimo metodo che permette una rapida messa a punto della sezione audio senza richiedere l'uso del generatore modulato.

E' possibile utilizzare il segnale a 5.5 MHz, disponibile all'interno del ricevitore, quando questo è sintonizzato su un canale attivo. In particolare, nel caso della nota che accompagna la trasmissione del monoscopio, questo segnale è particolarmente stabile. E' allora sufficiente collegare il tester, predisposto sulla portata DC 10-20 V fs, ai capi del condensatore elettrolitico del discriminatore ed agire sui diversi nuclei fino ad ottenere la massima uscita. A questa operazione deve seguire quella di bilanciamento del circuito. Se questo è del tipo bilanciato, basta disporre il tester sulla minima portata in DC, collegarlo tra l'uscita del terziario ed il centro delle resistenze di carico ed agire sul nucleo del secondario fino ad avere un'indicazione di zero. Se il circuito è del tipo sbilanciato, si crea il centro del carico disponendo in parallelo ad esso due resistenze uguali, ma di valore molto più alto (ad esempio 100 kohm -5%); lo strumento predisposto per la massima sensibilità viene allora collegato tra l'uscita del terziario ed il centro delle resistenze. Si agisce quindi sul nucleo del secondario fino ad ottenere un'uscita nulla.

Poiché in entrambi i casi l'operazione di bilanciamento può produrre un disaccordo del primario, si richiederà la ripetizione delle regolazioni dette, prima che la taratura possa ritenersi completata.



6.8 - Amplificatore di BF operante in classe A.

6.5 - L'amplificatore di BF

L'amplificatore di bassa frequenza del ricevitore ha il compito di amplificare in potenza (circa 70 dB) il segnale di BF disponibile all'uscita del rivelatore a rapporto, in modo da produrre all'altoparlante una potenza acustica di valore normalmente compreso tra 1 e 3 watt, a seconda che si tratti di un ricevitore portatile o a grande schermo.

Le caratteristiche della riproduzione dipendono quasi unicamente dallo stadio finale dell'amplificatore. Quest'ultimo può impiegare un transistor di potenza funzionante in classe A, collegato all'altoparlante attraverso un trasformatore adattatore di impedenza (Fig. 6.8). La potenza ottenibile in uscita è piuttosto limitata, dato il basso rendimento del circuito, inferiore al 35-40%. Ciò significa che, per ottenere una potenza di uscita di 1 watt, il transistor finale deve dissipare 1.5-2 watt. In assenza di segnale la dissipazione sale fino a 2.5-3 watt.

6.5.1 - L'amplificatore di BF a simmetria complementare

La disponibilità di coppie di transistors complementari di potenza (al germanio prima e al silicio più di recente) ha permesso la realizzazione di stadi amplificatori in controfase del tipo a simmetria complementare, che funzionano in classe AB. La corrente a riposo dello stadio finale è estrememente ridotta e così pure la potenza dissipata dai transistors. In questa configurazione si raggiungono rendimenti del 60-70%.

La Fig. 6.9 indica lo schema di principio dell'amplificatore a simmetria complementare. Il segnale del generatore è applicato tra le basi dei transistors e massa: questi ultimi funzionano a collettore comune. T_1 è di tipo n-p-n mentre T_2 è di tipo p-n-p. Supponiamo che i due transistors lavorino in classe B e che sia nulla la tensione di soglia delle giunzioni base-emettitore. Durante la semionda positiva del segnale applicato, la base di T_1 diviene positiva rispetto all'emettitore e, quindi, nel circuito di T_1 circola una corrente che ha la forma di una mezza sinusoide (Fig. 6.10). Contemporaneamente T_2 è interdetto. La situazione si capovolge durante la

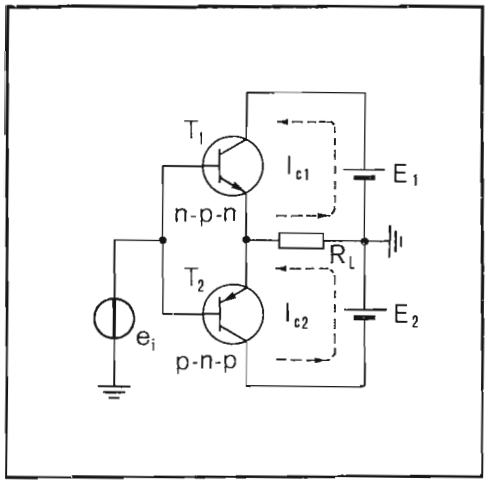


Fig. 6.9 - Schema di principio di un amplificatore a simmetria complementare

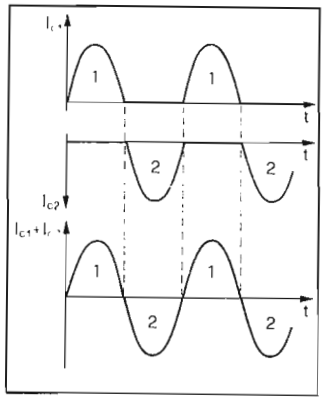


Fig. 6.10 - Andamento delle correnti nel circuito di Fig. 6.9.

semionda successiva: ora T_2 conduce e T_1 risulta interdetto. Complessivamente, sulla resistenza di carico R_L circola una corrente che è la somma algebrica di quelle di collettore I_{C1} e I_{C2}. Ne consegue una corrente totale perfettamente sinusoidale.

Naturalmente, quanto fin qui detto, vale solo in linea di principio. Come noto, i transistors non sono elementi lineari; inoltre, per avere circolazione di corrente di base e quindi di collettore, si richiede che venga superata la tensione di soglia che vale 0.2 V per il germanio e 0.6 V per il silicio. Per evitare la distorsione di cross-over, che deriva dalla curvatura iniziale delle caratteristiche, è opportuno far lavorare il circuito in classe AB, fornendo alle giunzioni base-emettitore di T_1 e T_2 una debole polarizzazione diretta.

L'impiego di due alimentazioni distinte si può evitare con l'uso di una grossa capacità interposta tra il carico ed il punto comune degli emettitori, come indicato in 6.11. In questo circuito la tensione E di alimentazione si ripartisce a metà tra i

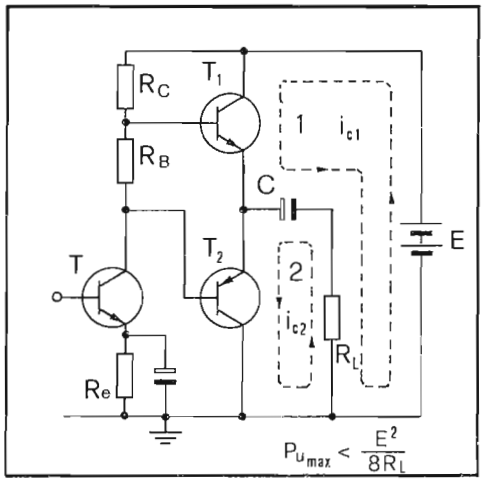


Fig. 6.11 - Schema elettrico semplificato dell'amplificatore a simmetria complementare

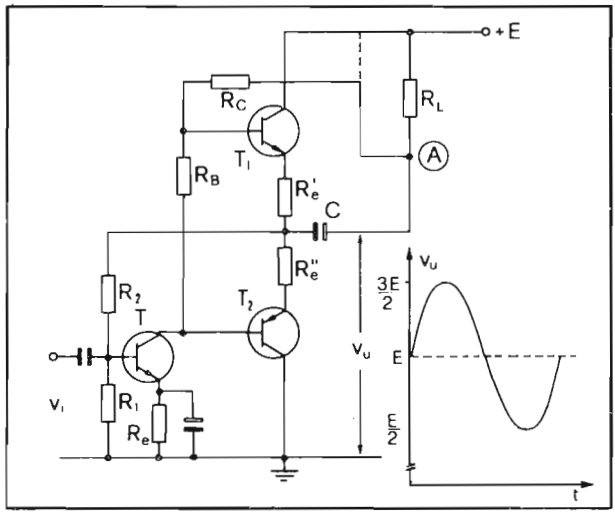


Fig. 6.12 - Utilizzazione dell'effetto boot-strap per l'estensione della dinamica del driver

due transistors, cosicchè la capacità C risulta caricata ad una differenza di potenziale pari a E/2. La forza elettromotrice impressa nei circuiti di uscita di ciascun transistor si ottiene facendo il bilancio delle tensioni alle due maglie indicate con i numeri 1 e 2. Per T_1 la forza elettromotrice totale risulterà E-E/2 = E/2. Per T_2 semplicemente E/2, ovvero la tensione presente ai capi di C. Da questo punto di vista i circuiti di Fig. 6.9 e di Fig. 6.11 sono equivalenti. La corrente di collettore di T (driver), circolando in R_B, produce una caduta di tensione sufficiente a polarizzare direttamente le due giunzioni base-emettitore della coppia complementare.

Negli amplificatori a collettore comune la tensione d'uscita sull'emettitore è di poco inferiore a quella applicata tra base e massa. Se trascuriamo la caduta di tensione V_{CE} ai capi dei transistors, la massima tensione d'uscita, tra picco e picco, sarà quella di alimentazione E. Una tale tensione dovrà essere fornita dal driver ai capi di $R_C + R_B$. Tutto potrebbe funzionare a dovere se non ci fosse il circuito di stabilizzazione termica del driver, che richiede una resistenza di emettitore R_e sulla quale cade parte della tensione di alimentazione. Si può aumentare la tensione dinamica di alimentazione del driver modificando leggermente il circuito, come indicato in Fig. 6.12.

La resistenza R_L viene ora collegata all'alimentazione e ciò senza pregiudicare il funzionamento dello stadio, dato che per le componenti alternate è come fosse collegata a massa. L'estremo di R_C, precedentemente collegato alla linea di alimentazione, viene spostato al punto A comune a R_L e C. In assenza di segnale il potenziale di A rispetto a massa coincide praticamente con E, giacchè R_L è di basso valore (la resistenza dell'altoparlante alle correnti continue è di frazioni di ohm). Quando viene applicato un segnale, ad esempio sinusoidale, il potenziale di A oscilla attorno ad E raggiungendo un'ampiezza massima pari ad E. Questo risultato è indipendente dal valore di R_e.

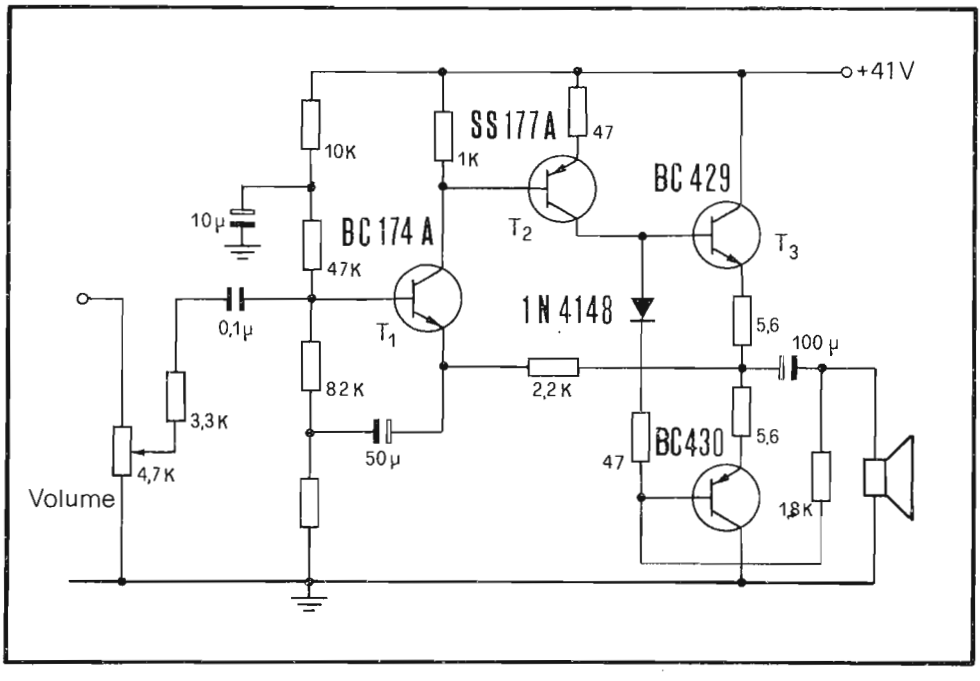


Fig. 6.13 - Esempio di amplificatore di BF con stadio finale a simmetria complementare (Seleco).

Con l'artificio suddetto (*effetto boot-strap*) è possibile ottenere la massima escursione per il segnale fornito dal driver ai finali e, quindi, la massima potenza di uscita. In Fig. 6.12 si nota la presenza di due resistenze R_e' ed R_e'' agli emettitori dei transistors complementari. Esse hanno la funzione di stabilizzare termicamente lo stadio di potenza. Una controreazione in continua ed in alternata è realizzata da R_2 e R_1, che hanno anche la funzione di polarizzare il transistor pilota. In pratica la resistenza R_B è costituita dal parallelo di una NTC (resistenza a coefficiente negativo di temperatura) con una resistenza oppure dalla serie di un diodo con una resistenza. In entrambi i casi si intende compensare le variazioni della V_{BE} con la temperatura e quindi evitare la distorsione di cross-over. Nei circuiti più economici, che impiegano transistors complementari al germanio, le due basi possono risultare collegate direttamente tra loro.

La Fig. 6.13 riporta lo schema completo di un amplificatore a simmetria complementare nel quale la polarizzazione dei transistors finali è ottenuta tramite il diodo al silicio 1N 4148 e la resistenza da 47 ohm.

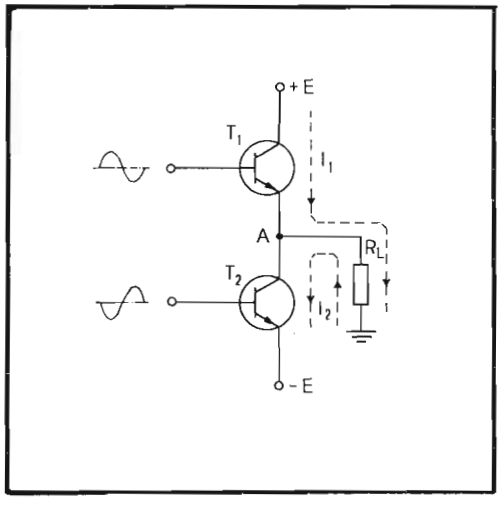


Fig. 6.14-Schema di principio di un amplificatore del tipo single-ended.

6.5.2 - L'amplificatore di BF single-ended

La Fig. 6.14 riporta lo schema di principio di un amplificatore del tipo push-pull senza trasformatore di uscita (*single-ended*). Si osservi che tale schema richiede due batterie, simmetriche rispetto a massa, come quello già incontrato in Fig. 6.9 dal quale, però, differisce sostanzialmente perchè i due transistors sono dello

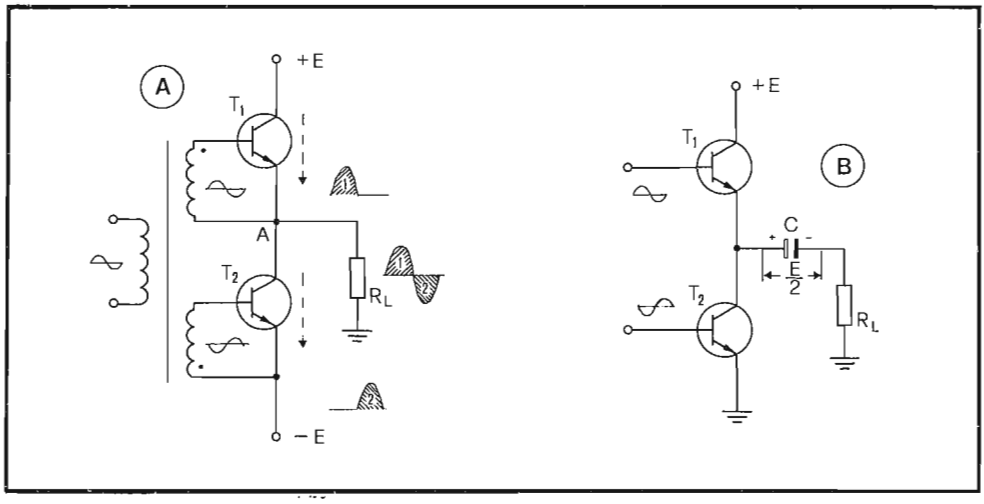


Fig. 6.15 - Amplificatore single-ended pilotato con trasformatore (A) e alimentato con una sola batteria (B).

stesso tipo e non hanno in comune gli emettitori. Se si suppone che i due transistors operino in classe B, a riposo la loro corrente di collettore sarà nulla. Il punto A, comune ai due transistors, è a potenziale nullo. Quando T_1 conduce, la semionda sul carico è in fase con il segnale d'ingresso, essendo l'uscita sull'emettitore. Quando concuce T_2 la semionda sul carico è in opposizione di fase con il segnale d'ingresso, giacchè l'uscita è prelevata sul collettore. Pertanto, se i segnali applicati alle due basi sono in opposizione di fase, lo sono pure le due semionde sul carico ed è così possibile la ricostruzione del segnale.

I due transistors non possono essere comandati da due segnali in controfase riferiti a massa, perchè, in tal caso, T_1 funzionerebbe a collettore comune e T_2 ad emettitore comune e le due semionde sul carico risulterebbero di ampiezza diversa. Affinchè T_1 funzioni ad emettitore comune è necessario applicargli il segnale tra base ed emettitore. Ciò può essere attuato mediante un trasformatore pilota con due secondari collegati come in Fig. 6.15A e tali da generare due segnali in opposizione di fase. Per utilizzare una sola tensione di alimentazione, si può accoppiare il carico al punto A attraverso un condensatore elettrolitico di forte capacità (Fig. 6.15B) in modo del tutto analogo a quanto già visto nel paragrafo precedente.

Anzichè utilizzare un trasformatore a due secondari per pilotare i due transistors finali, si può ricorrere ad un invertitore elettronico di fase. Quest'ultimo viene realizzato con un transistor dotato di due uscite simmetriche in collettore ed in emettitore (Fig. 6.16). Per aumentare l'escursione dinamica della tensione d'uscita di collettore del transistor invertitore, risulta opportuno adottare un collegamento di reazione positiva tra l'estremo superiore della R_C e il punto "caldo" del carico R_L. Come si è visto al paragrafo precedente, tale collegamento è detto *boot-strap*.

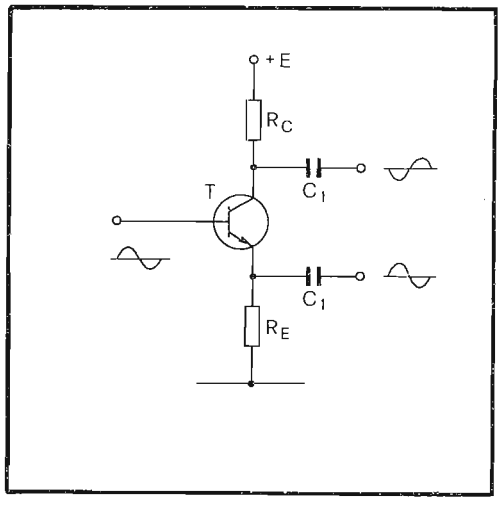


Fig. 6.16 - Circuito invertitore di fase.

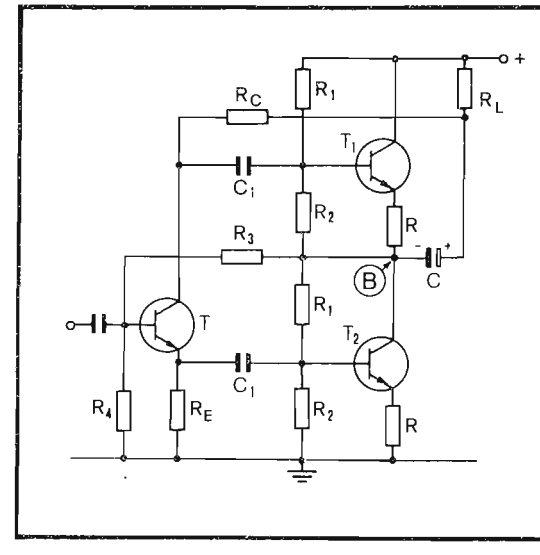


Fig. 6.17 - Schema di amplificatore single-ended con invertitore di fase e accoppiamento ad effetto boot-strap.

Uno schema completo di amplificatore in connessione single-ended, completo di driver è riportato in Fig. 6.17. In essa sono pure visibili le resistenze R_1 e R_2 per la polarizzazione delle basi dei transistors finali T_1 e T_2. Agli emettitori di questi ultimi sono presenti le resistenze R, che, assieme ai partitori R_1-R_2, determinano la stabilizzazione termica del circuito finale.

Un'ulteriore stabilizzazione sarebbe possibile collegando un estremo di R_3 al punto B, anzichè all'alimentatore e connettendo le basi dei finali all'emettitore ed al collettore del driver, rispettivamente. Con ciò si realizzerebbe una reazione negativa in continua che tenderebbe a stabilizzare il valore della tensione del punto B rispetto a massa.

6.6 - La sezione audio integrata

La sezione audio di un televisore può essere realizzata con l'impiego di opportuni circuiti integrati. Nelle prime versioni venivano utilizzati due circuiti con funzione di amplificatore di FI-demodulatore e amplificatore di BF rispettivamente. Recentemente sono stati sviluppati dei circuiti integrati che realizzano entrambe le funzioni con i vantaggi di un ingombro più limitato ed una minore dissipazione unitamente ad una riduzione globale del costo.

Nei pargrafi seguenti vengono descritti i principi di funzionamento degli stadi demodulatore, amplificatore-limitatore, amplificatore di BF. Saranno quindi passati in rassegna i circuiti integrati di uso più frequente dando, di essi, gli schemi di principio, elettrico e d'impiego tipico, nonchè le caratteristiche elettriche più importanti.

6.6.1 - L'amplificatore di FI ed il demodulatore

La realizzazione a componenti discreti di questa parte del ricevitore è schematizzata in Fig. 6.1 ed è già stata descritta nei paragrafi precedenti. Essa comprende uno stadio amplificatore-limitatore seguito dallo stadio discriminatore; quest'ultimo utilizza due diodi ed un trasformatore piuttosto complesso formato da un primario,

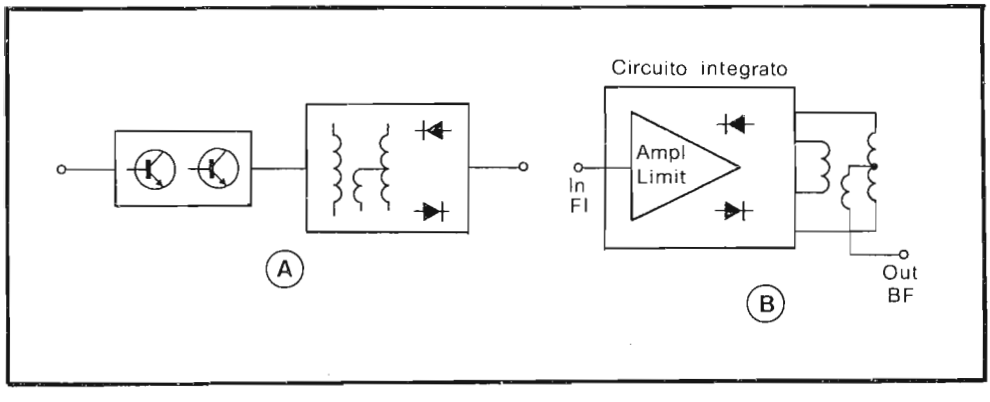


Fig. 6.18 - Schema a blocchi dell'amplificatore di FI audio e del discriminatore nei circuiti a componenti discreti (A) e integrati (B).

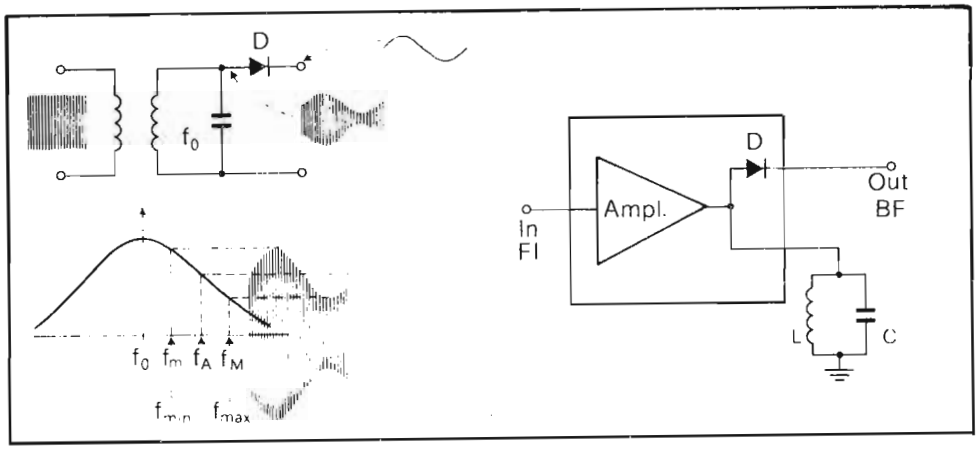


Fig. 6.19 - Principio di funzionamento della rivelazione FM "sul fianco" e soluzione integrata

un secondario a presa centrale e un terziario. Il circuito integrato che discende direttamente da questa configurazione è indicato in Fig. 6.18A. Al suo interno sono integrati sia lo stadio amplificatore-limitatore che i diodi. Anche in questo caso, comunque, si richiede l'uso di un trasformatore a tre avvolgimenti. Per eliminare tale componente di può ricorrere alla rivelazione *sul fianco* della curva di risposta di un circuito risonante parallelo, secondo un metodo già in uso agli inizi delle trasmissioni in modulazione di frequenza.

La Fig. 6.19 indica il principio di funzionamento e la possibile integrazione del circuito descritto. Il segnale in arrivo, con frequenza oscillante tra f_m e f_M attorno a f_A, va a interessare una cella risonante accordata su una frequenza f_0 inferiore a f_m. In questo modo il segnale modulato in frequenza subisce una modulazione in ampiezza, con la stessa legge. E' sufficiente allora rivelare il segnale risultante con un diodo per estrarne la informazione di BF. Questo circuito richiede una sola bobina; quindi è di facile realizzazione e di semplice messa a punto, quantunque presenti l'inconveniente di risultare piuttosto sensibile ad eventuali modulazioni di ampiezza che dovessero accompagnarsi al segnale d'entrata (scarsa *reiezione della modulazione di ampiezza*). Questo inconveniente può essere però evitato ricorrendo ad un'efficace limitazione in ampiezza preventiva.

Una soluzione alternativa è schematizzata in Fig. 6.20: essa impiega, oltre al solito amplificatore-limitatore, un discriminatore a coincidenza per la cui messa a punto si richiede solo l'accordo di una bobina di sfasamento. Questo discriminatore fornisce prestazioni del tutto equivalenti a quelle del circuito tradizionale, con l'innegabile vantaggio di una maggiore economia nei componenti passivi accessori. Di questa soluzione ci occuperemo in particolare a causa della sua larga diffusione nei circuiti integrati, in contrapposizione al suo scarso impiego nei circuiti a componenti discreti.

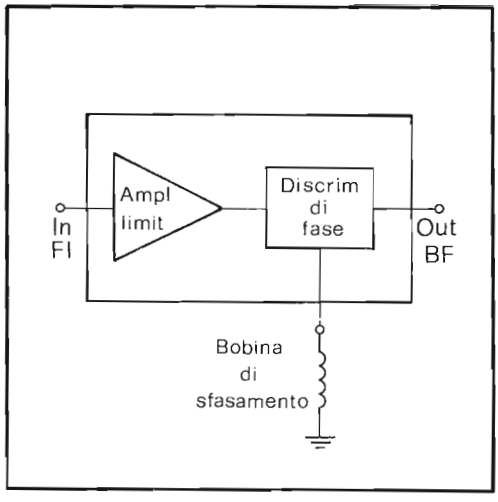


Fig. 6.20-Rivelatore FM con discriminatore a coincidenza e bobina di sfasamento.

6.6.2 - Il discriminatore a coincidenza a semionda singola

Il discriminatore a coincidenza trasforma la variazione di frequenza di un segnale in una variazione di fase che viene successivamente rivelata da un circuito a coincidenza. La trasformazione frequenza-fase viene attuata ricorrendo all'impiego di una rete formata da resistenze, induttanze e capacità, più o meno complicata, caratterizzata da una risposta fase-frequenza lineare nell'intervallo di funzionamento. In Fig. 6.21 è riportato lo schema di una rete di sfasamento che, con una scelta opportuna del valore degli elementi, permette di ottenere una risposta fase-frequenza sufficientemente lineare, richiedendo, al tempo stesso, l'uso di un solo elemento regolabile.

Lo sfasamento, che inizialmente ($f = 0$) vale 180°, decresce all'aumentare della frequenza fino ad annullarsi asintoticamente, avendo assunto il valore di 90° alla frequenza di risonanza f_0 (5.5 MHz nei ricevitori TV). L'andamento della funzione fase-frequenza è pressocché lineare attorno a f_0.

Il segnale V_2, la cui fase rispetto a V_1 varia con la frequenza, viene inviato successivamente al rivelatore di fase.

Il rivelatore di fase a coincidenza è un circuito a due ingressi nel quale la corrente circola solo quando le due tensioni applicate hanno polarità opportune. La Fig. 6.22 riporta lo schema elettrico di un discriminatore a coincidenza del tipo a singola semionda e le forme d'onda che ne caratterizzano il funzionamento.

La corrente I_E, che attraversa la coppia T_3 - T_4, circola solo quando la tensione V_1 applicata è positiva. Nel caso di V_1 negativa, il transistor T_1 risulta interdetto, mentre circola corrente in T_2. Per lo stesso motivo si avrà corrente nel transistor T_3 solo per una tensione V_2 positiva e, in T_4, per V_2 negativa. Per la conduzione del transistor T_4 si richiede perciò che contemporaneamente risultino V_1 positiva e

V_2 negativa. La differenza di potenziale che si raccoglie su R_L ha un valore medio che dipende dallo sfasamento φ tra le due tensioni V_1 e V_2. Tale valore cresce in modo proporzionale allo sfasamento raggiungendo un massimo per $\varphi = 180°$ ed un minimo per $\varphi = 0°$.

Per poter sfruttare la caratteristica di proporzionalità tensione uscita-sfasamento del rivelatore di fase, si richiede l'impiego di un circuito sfasatore che potrebbe essere, ad esempio, quello riportato in Fig. 6.21. La non linearità di funzionamento dell'intero discriminatore a coincidenza e quindi la distorsione del segnale di BF dovrà perciò essere imputabile solo alla rete sfasatrice. Si potrebbe dimostrare che, a parità di deviazione di frequenza Δf, la distorsione di terza armonica dovuta alla non linearità della risposta in fase del circuito sfasatore, risulta proporzionale al quadrato del fattore di bontà. In pratica il tasso di distorsione di terza armonica che si misura all'uscita del circuito è limitato all'1%, valore alquanto modesto che può ben essere tollerato se si pensa alla semplicità del circuito ed alla sua facilità di allineamento.

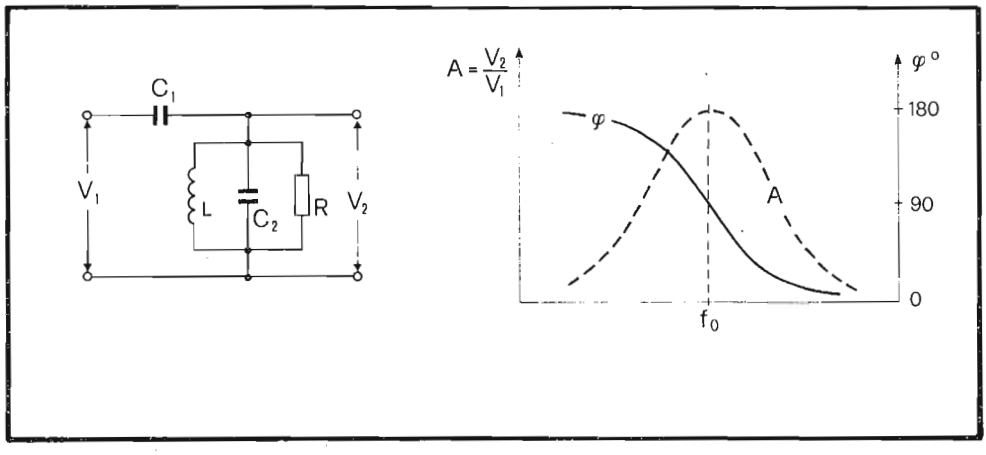


Fig. 6.21 - Rete sfasatrice: andamento dello sfasamento in funzione della frequenza.

Il circuito discriminatore a singola semionda descritto è però sensibile ai disturbi ed alle asimmetrie dello stadio limitatore che lo precede. Infatti si può facilmente immaginare che, se la tensione V_1 è asimmetrica, cioè se le durate delle parti positiva e negativa sono diverse (ciò può essere causato ad esempio da disturbi esterni che alterano il funzionamento del limitatore), il periodo di conduzione viene alterato e così pure il valore medio. La sensibilità ai disturbi di questo genere viene eliminata con l'impiego di discriminatori a doppia semionda.

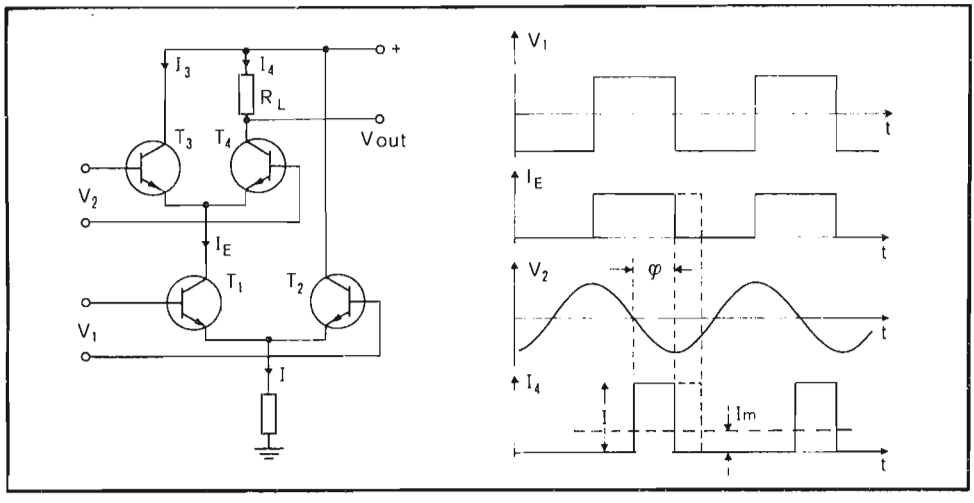


Fig. 6.22 - Schema di principio del dicriminatore a coincidenza del tipo a singola semionda e forme d'onda caratteristiche.

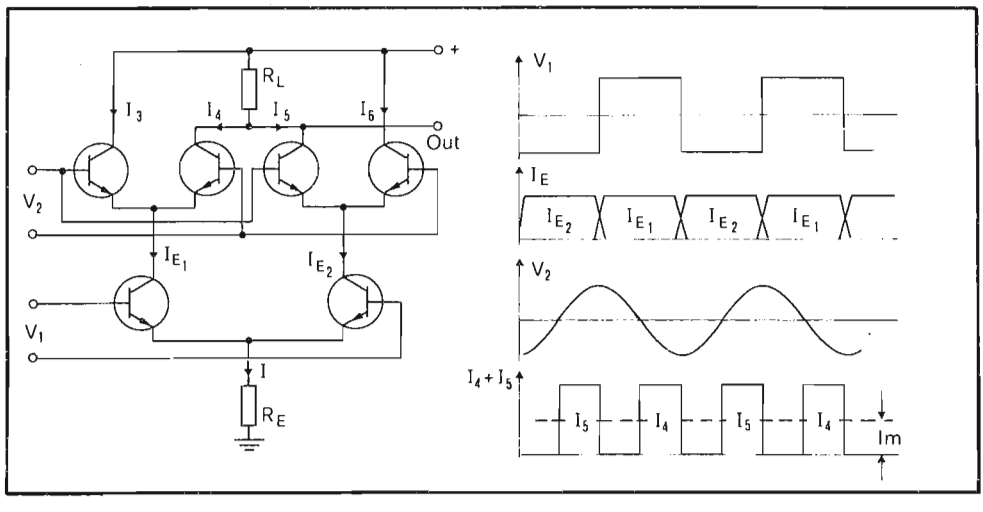


Fig. 6.23 - Schema di principio del discriminatore a doppia semionda e forme d'onda caratteristiche.

6.6.3 - Il discriminatore a doppia semionda

In questo discriminatore, a differenza del precedente, viene utilizzata anche la semionda negativa di V_1; a tal fine viene aggiunta una coppia di transistors come indicato in Fig. 6.23.

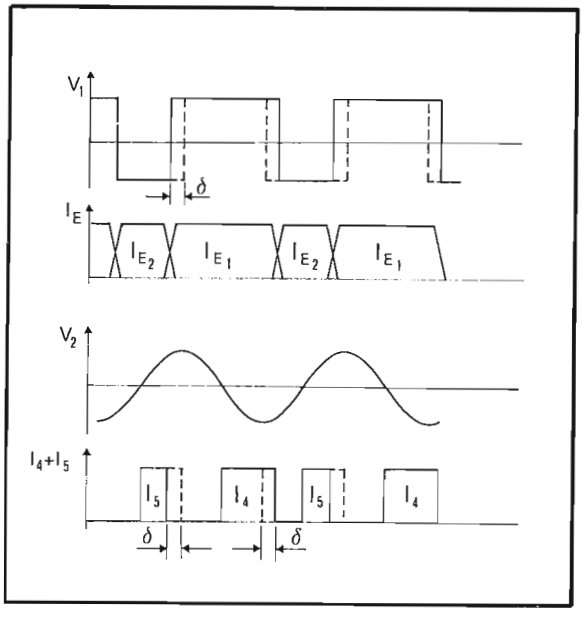


Fig. 6.24-Eventuali asimmetrie del segnale V_1 non modificano la risposta del discriminatore a doppia semionda

La corrente totale che attraversa R_L è la somma di I_4 e I_5. Per quanto già detto, I_4 circola quando V_1 è positiva e V_2 negativa; di conseguenza I_5 circolerà quando V_1 sarà negativa e V_2 positiva. In condizioni di simmetria di segnale, il valor medio della corrente d'uscita sarà ovviamente doppio (e tale quindi anche la tensione d'uscita) rispetto a quello ottenibile con l'uso del discriminatore a singola semionda. Eventuali asimmetrie per V_1, che conducono, ad esempio, ad una riduzione della durata di circolazione della corrente I_4, portano ad un aumento della stessa quantità della durata di circolazione della corrente I_5. Si ottiene così una compensazione degli impulsi di uscita e, perciò, il valor medio della tensione sul carico R_L rimane immutato (Fig. 6.24).

La insensibilità ai disturbi di questo circuito è assicurata solo nel caso di perfetto accoppiamento dei transistors che formano le coppie differenziali. Questa situazione è raggiunta in modo soddisfacente nel caso di integrazione di tutti gli elementi su un'unica piastrina.

6.6.4 - L'amplificatore-limitatore

La sezione di amplificazione e limitazione ha il compito di amplificare il segnale a 5.5 MHz disponibile all'uscita del preamplificatore video e, successivamente, di limitarlo in ampiezza in modo da fornire al circuito discriminatore, di qualunque tipo esso sia, un segnale di ampiezza costante. L'operazione di limitazione si rende indi-

spensabile in quanto il segnale a 5.5 MHz, modulato in frequenza, viene ad esserlo anche in ampiezza a causa dei fenomeni di intermodulazione che hanno luogo al diodo rivelatore. Questi fenomeni sono la conseguenza negativa della non linearità richiesta al rivelatore per la produzione della seconda conversione di frequenza.

Per garantire una limitazione soddisfacente anche per i segnali più deboli, è opportuno che l'amplificazione sia dell'ordine di 60 dB, il che si ottiene facilmente ricorrendo all'impiego di tre o più stadi amplificatori.

Come si è visto nel capitolo primo, l'amplificatore che maggiormente si presta ad essere integrato è quello differenziale.

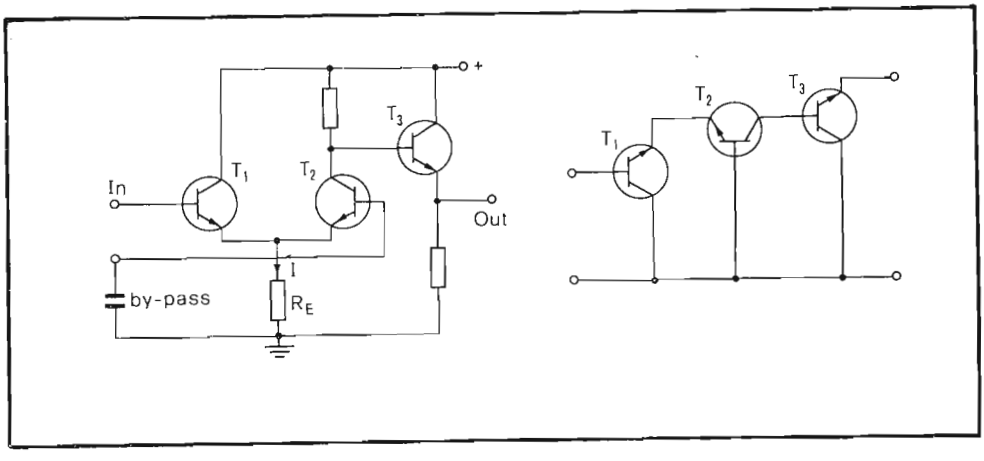


Fig. 6.25 - Amplificatore semidifferenziale a bassa ammettenza di reazione.

Una soluzione circuitale abbastanza diffusa è rappresentata in Fig. 6.25. Lo schema base è formato da due transistors T_1 e T_2 collegati in coppia differenziale, seguiti da un terzo transistor T_3, collegato ad emettitore comune, che funge da stadio separatore. Nello schema equivalente dinamico i transistors T_1 e T_2 sono connessi, rispettivamente, a collettore comune e a base comune. In questa configurazione la coppia è equivalente, agli effetti dell'amplificazione, a un transistor collegato ad emettitore comune ma con il notevole vantaggio di possedere un'*ammettenza di reazione* un centinaio di volte più piccola di quella dei singoli transistors. Questo fatto conferisce allo stadio una stabilità notevolmente superiore anche alle alte frequenze di lavoro.

Per una naturale proprietà degli amplificatori differenziali, quando il segnale

d'entrata supera un certo livello, quello d'uscita si mantiene costante. Questo accade quando tutta la corrente di emettitore I interessa un solo transistor, per cui l'uscita vale $R_E \cdot I$. Questo tipo di limitazione permette di ottenere delle forme d'onda simmetriche. Un altro vantaggio, non trascurabile, risiede nell'assenza di rotazioni di fase, tipiche invece dei limitatori classici a un transistor funzionanti in saturazione e caratterizzati da notevoli tempi di immagazzinamento di carica. L'effetto di limitazione è ulteriormente migliorato se la resistenza di emettitore R_E viene sostituita da una sorgente a corrente costante, come si è detto diffusamente nel paragrafo 1.24.2.

Poiché i diversi stadi dell'amplificatore-limitatore sono tra di loro accoppiati in continua, è sempre prevista una controreazione interna per stabilizzare il loro funzionamento al variare della temperatura. Gli effetti di questa controreazione sono annullati, per le frequenze del segnale, da un condensatore di by-pass, esterno al circuito integrato, collegato tra l'opportuno morsetto e massa. A titolo d'esempio la Fig. 6.26 riporta lo schema dell'amplificatore-limitatore del TAA 661.

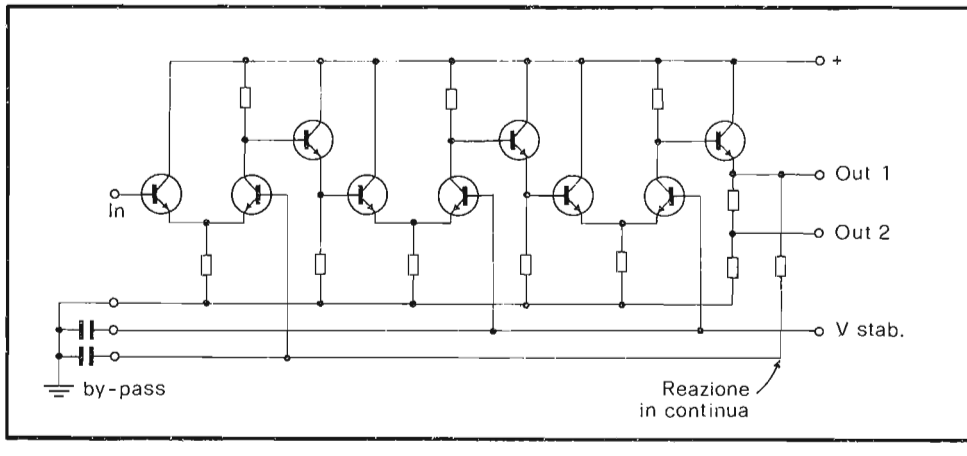


Fig. 6.26 - Schema dell'amplificatore-limitatore del circuito integrato TAA 661.

6.6.5 - Il TAA 661

Il TAA 661 è un circuito integrato monolitico contenuto in una piastrina di silicio delle dimensioni di 1.25 x 1.25 mm². Esso comprende:

- un amplificatore-limitatore a tre stadi differenziali,
- un discriminatore FM a coincidenza del tipo a doppia semionda,

— uno stadio emitter-follower amplificatore audio e separatore,

— uno stabilizzatore di tensione.

Facendo riferimento allo schema elettrico del TAA 661, indicato in Fig. 6.27, passiamo a descriverne il funzionamento.

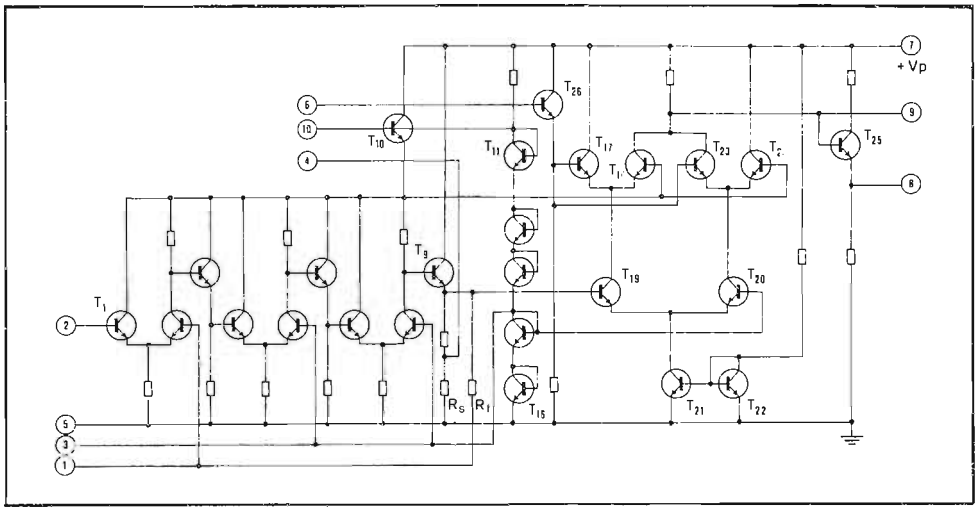


Fig. 6.27 - Schema elettrico completo del circuito integrato TAA 661.

La sezione di amplificazione e limitazione comprende tre identici stadi differenziali a larga banda, accoppiati in corrente continua mediante altrettanti stadi separatori emitter-followers, (T_1... T_9). La reazione negativa in corrente continua, ottenuta mediante una resistenza interna R_f, e la tensione disponibile dal circuito di stabilizzazione interno, rendono l'intero amplificatore assolutamente stabile anche per notevoli variazioni della temperatura. Lo schema base di ciascuno dei tre stadi è già stato descritto e rappresentato in Fig. 6.19.

L'ultimo stadio separatore della catena di amplificazione (T_9) ha due uscite, la prima collegata direttamente ad uno dei due ingressi del discriminatore (base di T_{19}), la seconda alla rete esterna di sfasamento mediante un partitore resistivo. All'uscita della rete di sfasamento è disponibile, come si è già detto, un segnale che, alla frequenza di 5.5 MHz, è sfasato di 90° rispetto a quello di entrata. Questo segnale viene inviato al secondo ingresso del discriminatore a coincidenza (basi di T_{17} e T_{23}) attraverso il transistor separatore T_{26}.

Il transistor T_{21} ed il transistor T_{22}, connesso a diodo, formano la sorgente a

corrente costante che alimenta gli emettitori della coppia T_{19} - T_{20}.

La stabilizzazione di tensione è effettuata mediante un regolatore di tipo serie in cui operano un transistor (T_{10}) e cinque transistors (T_{11}... T_{16}), connessi a diodo, che forniscono la tensione di riferimento. Il segnale presente sul punto comune dei collettori di T_{18} e T_{23} è portato sulla base di T_{25} e, contemporaneamente, all'esterno del circuito, attraverso il piedino 9. Tra quest'ultimo e massa è collegato un condensatore di valore opportuno, che, assieme alla resistenza interna del circuito, realizza il *filtro di deenfasi.* Il segnale di BF viene prelevato al piedino 8 ovvero all'emettitore di T_{25}.

Il TAA 661 comprende nel suo interno anche uno stabilizzatore che fornisce una tensione di alimentazione costante (circa 3.6 V) ai tre stadi differenziali. In questo modo le prestazioni dell'intero circuito, in termini di guadagno, non cambiano quando la tensione di alimentazione varia tra 4.5 V e 15 V.

Il TAA 661 viene costruito in due versioni contrassegnate dalle lettere A e B. Nella prima il contenitore è metallico a 10 piedini (TO-100), nella seconda è plastico a 14 piedini del tipo quad-in-line.

Caratteristiche generali di funzionamento

Il TAA 661, come si è detto, può funzionare bene in tutto l'intervallo di tensioni di alimentazione 4.5 - 15 V. A 12 V la corrente assorbita è tipicamente di 15 mA.

Il campo di frequenza in cui il dispositivo può operare si estende da 5 kHz a 60 MHz ed il guadagno della sola sezione amplificatrice è di 60 dB a 5.5 MHz.

La *tensione di soglia di limitazione,* intesa come quel segnale d'ingresso che provoca un'uscita di 3 dB inferiore al valore massimo, è di 100 μV (Fig. 6.28 A) e risulta indipendente dalla tensione di alimentazione.

La *reiezione dei segnali modulati in ampiezza* è assicurata sia dalle caratteristiche

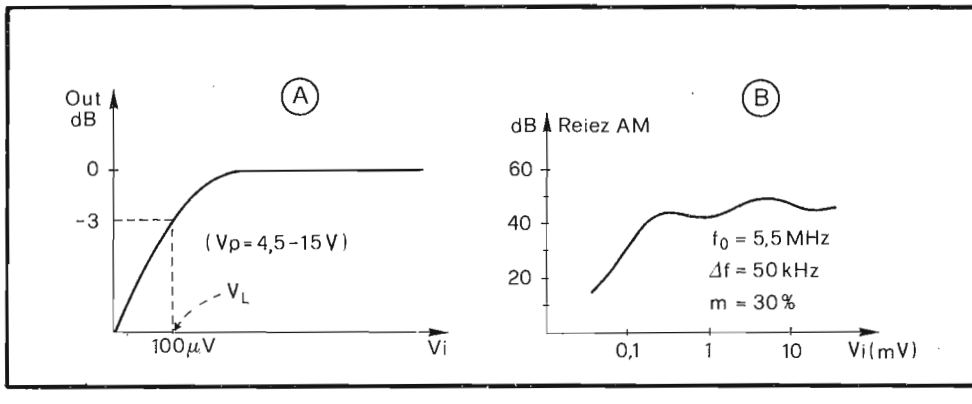


Fig. 6.28 - Caratteristiche di limitazione (A) e di reiezione della AM (B) del TAA 661.

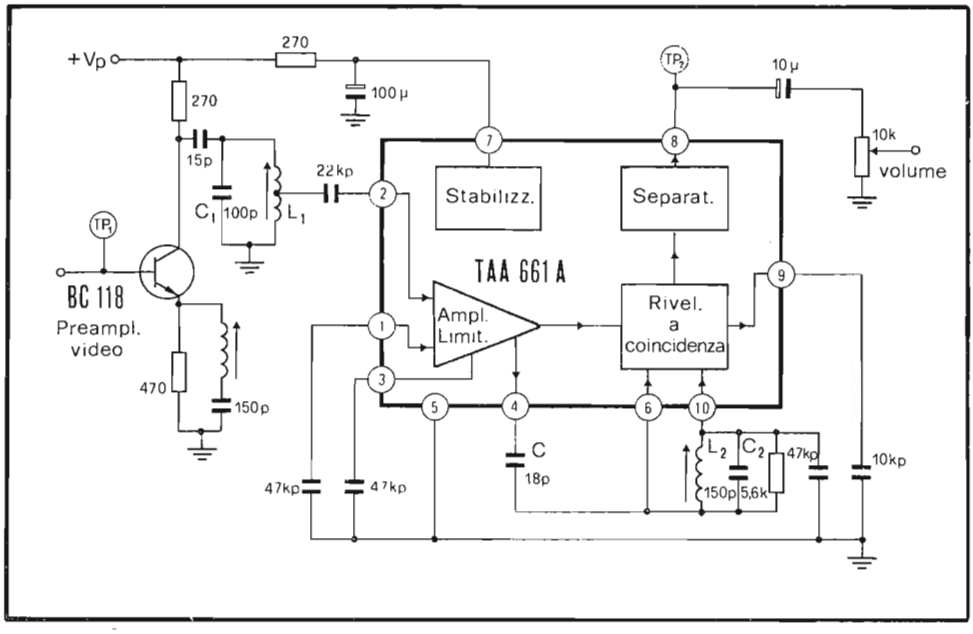


Fig. 6.29 - Circuito d'impiego del TAA 661 nella sezione di FI audio di un ricevitore televisivo (Körting).

di limitazione dei tre stadi amplificatori differenziali, che dalle prestazioni del discriminatore a coincidenza. Esso è infatti insensibile a variazioni del rapporto pieno-vuoto della forma d'onda limitata e ad eventuali disturbi. L'andamento della reiezione di AM tipica, al variare del livello del segnale d'ingresso, è riportato in Fig. 6.28 B. Per segnali d'entrata superiori a 1 mV, la reiezione è largamente superiore a 40 dB.

I valori di reiezione di AM sono stati ricavati dal rapporto fra le due tensioni audio d'uscita, che si ottengono modulando l'ingresso, separatamente, in frequenza ($\Delta f = \pm 50$ kHz) e in ampiezza ($m = 0.3$).

Impiego del TAA 661 in un ricevitore televisivo.

La Fig. 6.29 riporta lo schema d'impiego del TAA 661 nel ricevitore Körting mod. 511-73.

Il prelievo del segnale di FI audio viene effettuato sul collettore del transistor pilota video tramite un circuito accordato alla frequenza di 5.5 MHz. Tra l'emettitore di tale transistor e massa è collegato un circuito risonante serie che realizza la trappola audio a 5.5 MHz.

Poiché la resistenza d'entrata del TAA 661 è di soli 2.5 kohm, per mantenere il fattore di merito a carico a valori soddisfacenti (circa 25), si rende necessario un accoppiamento a partitore induttivo tra il piedino 2 ed il circuito risonante L_1C_1.

Il segnale entra quindi nello stadio amplificatore-limitatore. La rete di reazione, che ne garantisce la stabilità, ha effetto solo alle bassissime frequenze, grazie ai condensatori di by-pass che fanno capo ai piedini 1 e 3.

La taratura può essere fatta con o senza l'aiuto di strumenti. Nel primo caso, applicando nel TP_1 di Fig. 6.29 un segnale a 5.5 MHz, modulato in frequenza, si regola la bobina L_2fino ad ottenere la massima uscita in TP_2 o in altoparlante. Indi, ridotta l'ampiezza del segnale d'ingresso al di sotto della soglia di limitazione, si regola L_1 per la massima uscita.

Non disponendo del generatore, si può effettuare la taratura sintonizzando il ricevitore su un canale a segnale forte; si accorda L_2 per la massima uscita e, successivamente, portandosi in UHF fuori stazione, si regola L_1 per il massimo rumore.

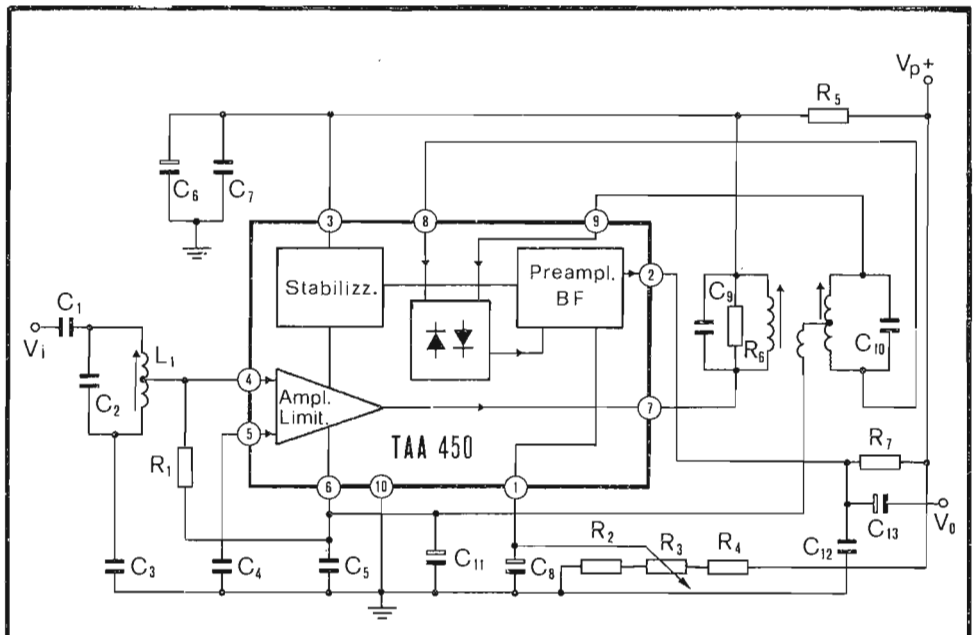
6.6.6 - Il TAA 450

Il TAA 450 è un circuito integrato monolitico contenente: un amplificatore di FI a tre stadi (con caratteristiche di limitatore) adatto ad essere usato fino a frequenze dell'ordine di 10 MHz, un rivelatore a rapporto e un preamplificatore di BF dotato di connessioni esterne per il controllo a distanza del volume. Il guadagno di tensione tipico è di 69 dB mentre la tensione d'ingresso necessaria per l'inizio della limitazione risulta tipicamente di 300 μV.

Il circuito integrato è inserito in un contenitore metallico del tipo TO-74 a 10 terminali.

La Fig. 6.30 riporta lo schema a blocchi, lo schema tipico d'impiego del TAA 450 come amplificatore di FI audio e preamplificatore di BF in un ricevitore televisivo, assieme alle caratteristiche elettriche principali.

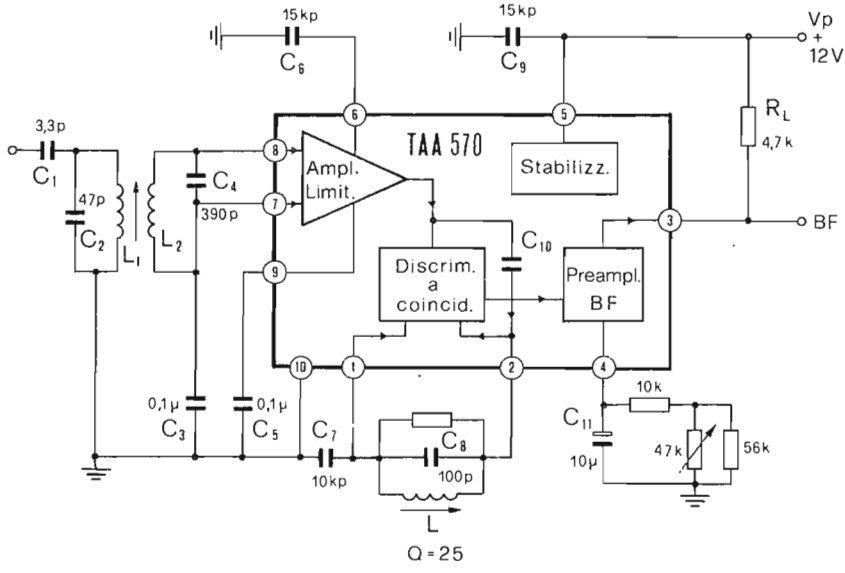
Il segnale a 5.5 MHz, modulato in frequenza, perviene attraverso C_1 al circuito selettivo L_1C_2. A causa del modesto valore della resistenza d'entrata dell'integrato (circa 2.5 kohm), si rende necessario un accoppiamento a partitore induttivo. L'altro ingresso dell'amplificatore (piedino 5) è collegato a massa, per le frequenze del segnale, attraverso C_4. Dal piedino 6 la resistenza R_1 realizza la controreazione in continua, ingresso-uscita, necessaria per stabilizzare termicamente il circuito; C_5 evita che tale controreazione si estenda anche al segnale. Il collettore dell'ultimo transistor del circuito amplificatore-limitatore fa capo al piedino 7 al quale è collegato, esternamente, il primario del trasformatore del rivelatore a rapporto. Il secondario di quest'ultimo fa capo ai piedini 8 e 9 ai quali, internamente, sono connessi i due diodi. L'uscita del rivelatore a rapporto è collegata al preamplificatore di BF formato da una coppia differenziale. Il guadagno dello stadio viene regolato agendo, attraverso il potenziometro del volume (R_3), sulla corrente di base di un transistor che funziona come resistenza variabile; quest'ultimo è, dinamicamente, posto in parallelo all'ingresso del primo transistor della coppia. Il collettore del secondo transistor è connesso al piedino 2, al quale viene collegata, esternamente, la resistenza di carico R_7. La risposta in frequenza può venir limitata scegliendo un valore opportuno per la capacità C_{12}.



f_0 = 5.5 MHz V_p = 12 V T = 25°C

Corrente totale assorbita	I_t	15 mA
Soglia di limitazione	V_L	300 μV
Tensione d'uscita BF (V_i = 300 mV)	V_F	1.2 V
Distorsione totale	d_{tot}	2%
Reiezione AM		42 db

Fig. 6.30 - Schema a blocchi del TAA 450, suo impiego nella sezione di FI audio di un ricevitore e caratteristiche elettriche principali (Philips).



f_o = 5.5 MHz V_p = 12 V T = 25°C

Corrente totale assorbita	I_p	19 mA
Soglia di limitazione	V_L	100 μV
Tensione d'uscita BF (Δf = 50 KHz)	V_o	1.8 V
Distorsione totale (Δf = 50 KHz)	d_{tot}	2.5%
Reiezione AM (V_i = 10 mV)		47 db

Fig. 6.31 - Schema a blocchi del TAA 570, suo impiego nella sezione di FI audio di un ricevitore e caratteristiche elettriche principali (Philips).

Al piedino 3 perviene la tensione di alimentazione dell'amplificatore-limitatore; essa viene stabilizzata da un circuito regolatore di tipo serie costituito da due transistors n-p-n con uscita in emettitore e da una serie di 7 diodi polarizzati direttamente che forniscono le tensioni di riferimento (Fig. 1.60).

6.6.7 - Il TAA 570

Il TAA 570 è un circuito integrato monolitico contenente un amplificatore di FI a quattro stadi (con caratteristiche di limitatore) un discriminatore a coincidenza di tipo simmetrico, uno stabilizzatore di tensione (per l'alimentazione degli stadi dell'amplificatore-limitatore) ed infine un preamplificatore di BF con controllo di volume in corrente continua.

Il circuito integrato è inserito in un contenitore metallico del tipo TO-74 a 10 terminali.

La Fig. 6.31 riporta lo schema a blocchi, lo schema tipico d'impiego del TAA 570 in un ricevitore TV, assieme alle caratteristiche elettriche principali.

Il segnale in arrivo del rivelatore video viene selezionato dal filtro di banda L_1 C_2-L_2 C_4, in condizioni di accoppiamento critico, e portato all'ingresso dell'amplificatore-limitatore (piedini 7-8). Le linee di controreazione in continua sono by-passate per mezzo dei condensatori C_5 e C_6 che fanno capo, rispettivamente, ai piedini 9 e 6. Le due uscite simmetriche dell'ultimo stadio dell'amplificatore-limitatore vengono inviate al circuito a coincidenza di tipo simmetrico. Una di queste uscite, attraverso C_{10} perviene alla rete di sfasamento le cui estremità sono connesse ai piedini 1 e 2. L'uscita del discriminatore viene quindi fornita al preamplificatore di BF il cui guadagno è regolabile attraverso il potenziometro, che agisce sulla corrente di base di polarizzazione di uno dei due transistors di un amplificatore differenziale. Al piedino 3 è collegata la resistenza di carico R_L sulla quale è disponibile il segnale di BF.

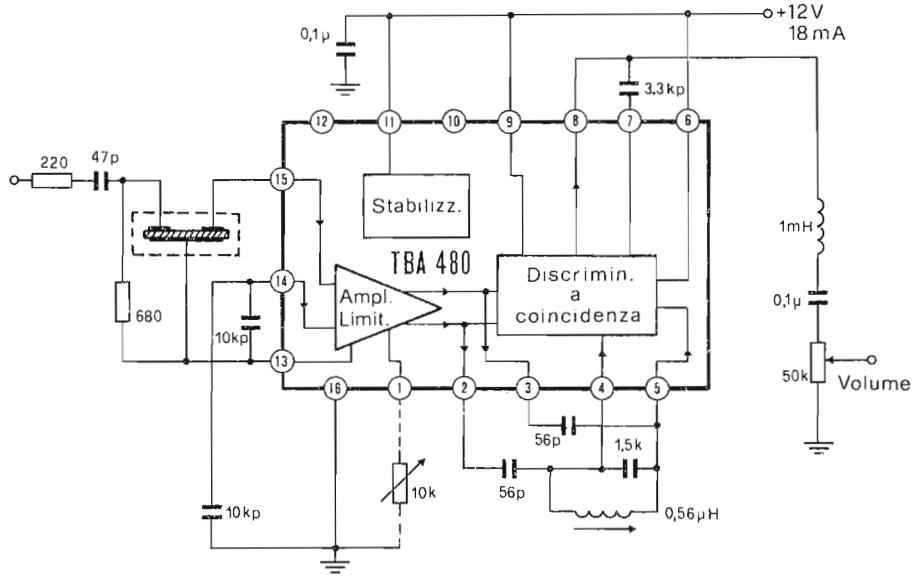
Il circuito comprende ancora uno stadio stabilizzatore di tensione di tipo serie, formato da una coppia di transistors in connessione Darlington. Sulla base del pilota fa capo la serie di un diodo a giunzione con un diodo Zener, che hanno lo scopo di fornire una tensione di riferimento stabile al variare della temperatura (vedi paragrafo 1.23.3).

6.6.8 - Il TBA 480

Il TBA 480 è un circuito integrato monolitico che comprende un amplificatore-limitatore a quattro stadi, un discriminatore a coincidenza a doppia semionda, un circuito per il controllo di volume in corrente continua ed infine uno stabilizzatore di tensione di tipo serie per l'alimentazione degli stadi dell'amplificatore.

La piastrina di silicio è incapsulata in un contenitore plastico con 16 terminali del tipo dual-in-line.

La Fig. 6.32 riporta lo schema a blocchi del circuito, quello elettrico d'impiego (che si riferisce al televisore SABA mod. T 242 electronic H) e le caratteristiche elettriche principali.



f_0 = 5.5 MHz V_p = 12 V T = 25°C

Corrente totale assorbita	I_t	18 mA
Soglia di limitazione	V_L	40 μV
Tensione d'uscita BF (Δf = 15 KHz)	V_o	0.3 V
Distorsione totale (Δf = 50 KHz)	d_{tot}	4.5%
Reiezione AM (V_i = 1 mV)		50 db

Fig. 6.32 - Schema a blocchi del TBA 480, suo impiego nella sezione di FI audio di un ricevitore e caratteristiche elettriche principali (Saba).

Il segnale proveniente dal rivelatore attraversa un filtro di banda ceramico, nel quale i circuiti accordati sono sostituiti da un disco di materiale piezoceramico (vedi paragrafo 6.3) e giunge all'ingresso dell'amplificatore-limitatore. Quest'ultimo è costruito da quattro stadi amplificatori differenziali accoppiati tra di loro con dei transistors connessi a collettore-comune, che fungono allo stesso tempo da separatori e traslatori di livello. Le due uscite simmetriche dell'amplificatore sono collegate direttamente a due dei quattro ingressi del discriminatore a coincidenza a doppia semionda e, attraverso i condensatori da 56 pF, alla rete sfasatrice.

La tensione presente ai capi del circuito risonante parallelo, attraverso i piedini 4 e 5, viene applicata agli altri due ingressi del circuito discriminatore. L'uscita di quest'ultimo, corrispondente al punto comune dei collettori (Fig. 6.23), è connessa al piedino 8. Il condensatore da 3.3 kpF posto tra i piedini 7 e 8 realizza, assieme alle resistenze interne dell'integrato, che fanno capo a tali terminali, il *circuito di deenfasi* necessario per compensare l'accentuazione delle frequenze audio più alte, operata in fase di trasmissione. Un'induttanza di 1 mH è collegata in prossimità del piedino 8 per impedire al segnale residuo di 5.5 MHz, che si accompagna a quello di BF, di essere irradiato dai fili di collegamento al potenziometro. Nel circuito di Fig. 6.32 non viene infatti utilizzata la possibilità di effettuare il controllo del volume in corrente continua, con il potenziometro rappresentato a tratteggio tra il piedino 1 e massa.

Anche nel TBA 480 è contenuto uno stabilizzatore di tipo serie per l'alimentazione degli stadi che compongono l'amplificatore-limitatore.

6.6.9 - Il TBA 750

Il TBA 750 è un circuito integrato monolitico comprendente un amplificatore-limitatore, un discriminatore a coincidenza del tipo bilanciato, un controllo di volume in corrente continua, uno stabilizzatore di tensione e un preamplificatore di BF.

L'amplificatore limitatore, composto da cinque amplificatori differenziali identici accoppiati direttamente, fornisce al dispositivo una limitatissima sensibilità ai disturbi, accompagnata da una buona soppressione delle interferenze.

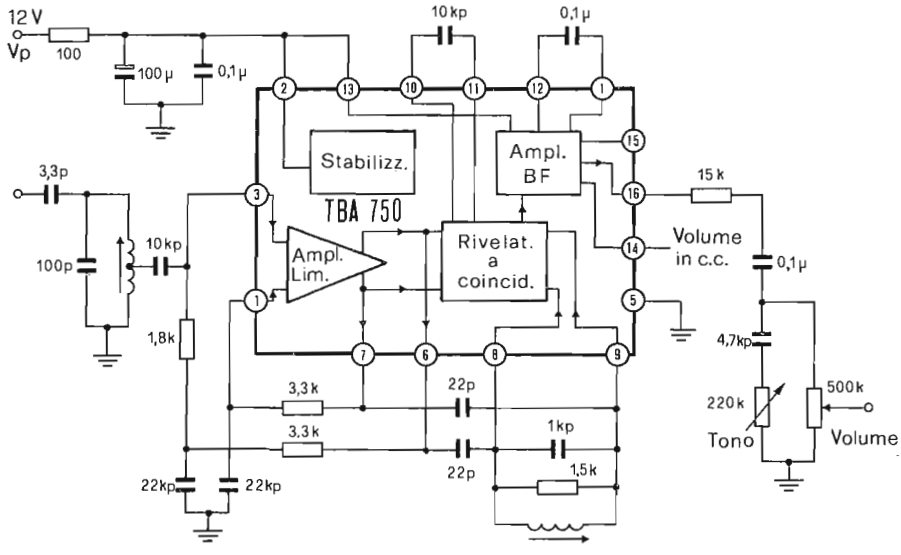
Il preamplificatore di BF è in grado di pilotare uno stadio di uscita a valvole o a transistors in push-pull, operante in classe A.

L'intero circuito trova posto entro un contenitore plastico a 16 terminali del tipo dual-in-line oppure del tipo quadruple-in-line (TBA 750 Q).

La Fig. 6.33 si riferisce all'impiego del TBA 750 quale amplificatore di FI audio in un ricevitore ELSE mod. CZ 73.

Il segnale proveniente dall'amplificatore video viene filtrato dal circuito risonante parallelo ed inviato all'ingresso dello stadio amplificatore-limitatore. Delle due uscite dell'amplificatore (piedini 6-7) la sola componente continua viene riportata, attraverso i filtri passa-basso (3.3 ohm - 22 kpF), agli ingressi 3 e 4, realizzando così la controreazione necessaria per garantire la stabilità termica dell'amplificatore.

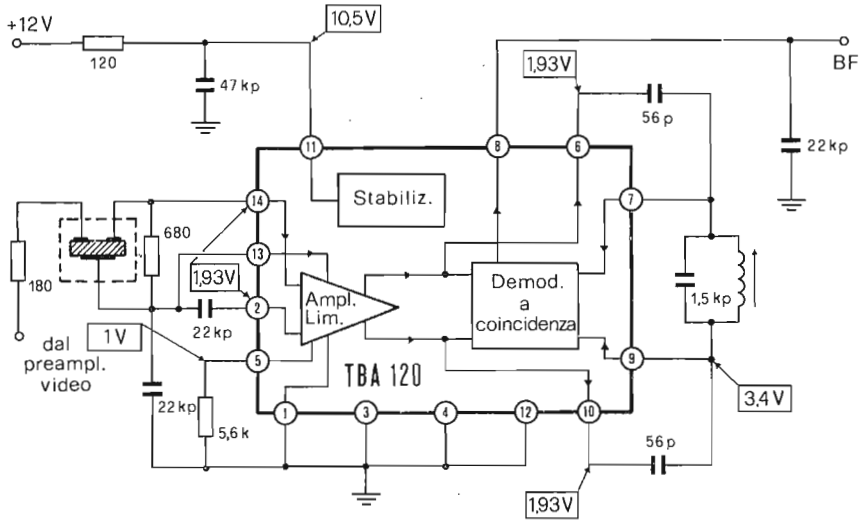
Il funzionamento degli altri stadi può essere compreso facilmente facendo riferimento a quanto detto per i circuiti TAA 570 e TBA 480.



f_o = 5.5 MHz V_p = 12 V T = 25°C

Corrente totale assorbita	I_p	23 mA
Soglia di limitazione	V_L	100 μV
Tensione d'uscita BF (Δf = 15 KHz)	V_o	1 V
Distorsione totale (Δf = 50 KHz)	d_{tot}	3%
Reiezione AM (V_i = 1 mV)		40 dB

Fig. 6.33 - Schema a blocchi del TBA 750, suo impiego nella sezione di FI audio di un ricevitore e caratteristiche elettriche principali (Else).



f_0 = 5.5 MHz V_p = 12 V T = 25°C

Corrente totale assorbita	I_t	17 mA
Soglia di limitazione	V_L	50 μV
Tensione d'uscita BF (V_i = 10 mV)	V_8	0.6 V
Guadagno di tensione FI	G	60 dB
Reiezione AM (V_i = 10 mV)		55 dB

Fig. 6.34 - Schema a blocchi del TBA 120, suo impiego nella sezione di FI audio di un ricevitore e caratteristiche elettriche principali (Telefunken).

6.6.10 - Il TBA 120

Il TBA 120 è un circuito integrato monolitico che realizza le funzioni di amplificatore-limitatore a larga banda (comprendente sei stadi amplificatori differenziali accoppiati direttamente fra di loro) e quella di rivelatore FM utilizzando un circuito a coincidenza del tipo a due semionde.

Per la regolazione del volume si può collegare tra il piedino 5 e massa un potenziometro; il guadagno dell'ultimo stadio amplificatore viene così regolato dalla variazione della corrente di emettitore fornitagli da un generatore controllato appunto dal potenziometro. In questo modo la regolazione del volume viene ad essere interessata solo da tensioni continue e, quindi, i fili di collegamento non introducono rumori di alcun genere. Un altro notevole vantaggio è l'adattabilità al comando a distanza sia con che senza fili.

Una capacità inserita tra il piedino 8 e massa realizza, assieme alla resistenza di uscita del valore di 2.6 kohm, il circuito di deenfasi.

La piastrina di silicio è posta all'interno di un contenitore plastico a 14 terminali del tipo dual-in-line (TO-116) e sopporta una tensione di alimentazione massima di 14 V.

La Fig. 6.34 riporta lo schema elettrico dell'amplificatore di FI audio di un ricevitore TELEFUNKEN mod. 2072, che utilizza il TBA 120.

6.6.11 - Il TBA 120 S

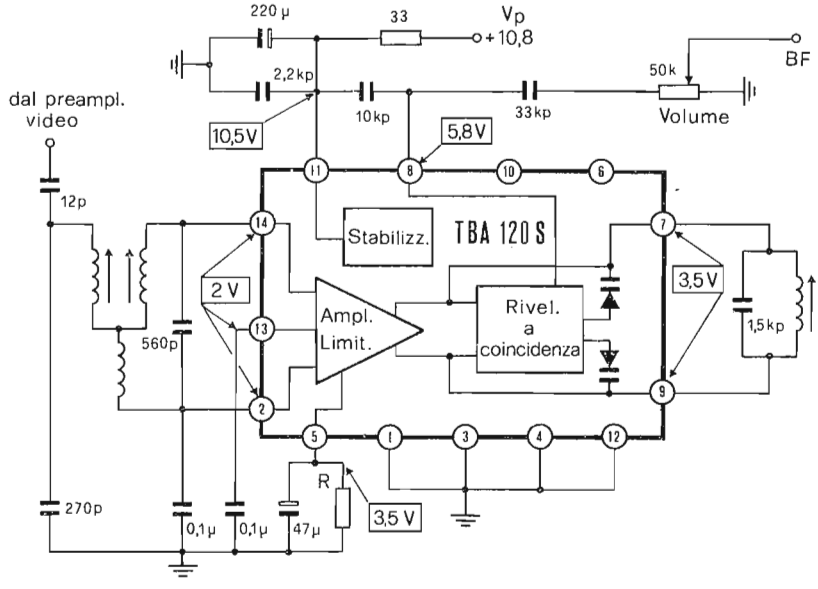
Il TBA 120 S è un circuito integrato monolitico che comprende un amplificatore-limitatore a otto stadi differenziali, accoppiati direttamente tra di loro, e un circuito di demodulazione del tipo a coincidenza utilizzante entrambe le semionde. Anche in questo circuito è prevista la possibilità di regolare il volume in corrente continua: ciò può essere fatto collegando un potenziometro tra il piedino 5 e massa. All'uscita di BF (piedino 8) è pure disponibile una tensione continua che, nel caso di ricevitori radio a FM, può essere utilizzata per il controllo automatico di frequenza dell' oscillatore locale (CAF).

A causa dell'alto numero di stadi che compongono l'amplificatore di FI, questo circuito integrato presenta alti valori di guadagno di tensione (68 dB) e di reiezione della modulazione di ampiezza (68 dB) ed una bassa tensione della soglia di limitazione (30 μV).

Il TBA 120 S può essere alimentato con tensioni comprese tra 6 V e 18 V.

Oltre agli stadi usuali, di cui si è già parlato nei paragrafi precedenti, il circuito integrato contiene un transistor aggiuntivo (i cui terminali di base e di collettore fanno capo rispettivamente ai piedini 4 e 3) che può essere utilizzato come preamplificatore di BF o come transistor di commutazione, per mezzo di una combinazione RC. La corrente di collettore massima non deve superare, in ogni caso, i 5 mA.

Il TBA 120 S comprende anche un diodo Zener da 12 V, il cui catodo fa capo al piedino 12, che può essere usato come elemento di stabilizzazione per l'alimentazione dello stesso circuito integrato o di altri stadi. La corrente massima tollerata dallo Zener è di 15 mA. Una capacità inserita tra i piedini 8 e 11, oppure tra 8 e massa, realizza, assieme alla resistenza di uscita(2.6 kohm), il circuito di deenfasi.



f_0 = 5.5 MHz V_p = 12 V T = 25°C

Corrente totale assorbita (5 aperto)	I_t	10-18 mA
Soglia di limitazione	V_L	30 μV
Tensione d'uscita BF (Δf = 50 KHz)	V_8	1 V
Guadagno di tensione FI		68 dB
Reiezione AM (V_i = 10 mV)		68 dB

Fig. 6.35 - Schema a blocchi del TBA 120S, suo impiego nella sezione di FI audio di un ricevitore e caratteristiche elettriche principali (Grundig).

Le due capacità, che con il circuito risonante esterno costituiscono la rete sfasatrice, sono sostituite da altrettanti diodi varicap, integrati sulla stessa piastrina. Questa e le altre particolarità che caratterizzano il TBA 120 S permettono la realizzazione di circuiti pratici d'impiego con un limitatissimo numero di componenti accessori.

La produzione dei circuiti integrati TBA 120 S è divisa in quattro gruppi: II, III, IV e V. Questa suddivisione viene fatta in funzione delle caratteristiche di attenuazione del segnale di BF che si ottiene modificando il valore della resistenza posta tra il piedino 5 e massa.

La Fig. 6.35 riporta lo schema a blocchi del TBA 120 S utilizzato quale amplificatore di FI audio e rivelatore FM in un ricevitore Grundig.

6.6.12 - Il TAA 691

Il TAA691 è un circuito integrato monolitico al silicio, in contenitore plastico a 14 piedini del tipo quad-in-line, che comprende un amplificatore-limitatore a larga banda, uno stadio rivelatore FM, una sezione stabilizzatrice ed un amplificatore di BF, quest'ultimo progettato con lo scopo di pilotare direttamente qualunque tipo di stadio d'uscita, sia esso a valvole che a transistors.

L'amplificatore-limitatore è formato da tre stadi differenziali accoppiati tra di loro da altrettanti transistors a collettore comune con funzione di separatori. La rivelazione FM viene effettuata da una coppia di diodi che, assieme alle bobine esterne, realizzano un rivelatore a rapporto.

Lo stadio preamplificatore di BF è composto da tre transistors, il primo dei quali (a collettore comune) ha la base collegata al piedino 7 e l'emettitore direttamente alla base del secondo transistor. Il collettore di quest'ultimo è connesso alla base del terzo, l'emettitore ed il collettore del quale fanno capo rispettivamente ai piedini 5 e 6.

Il TAA 691 può essere alimentato con una tensione V_P qualunque, compresa tra 6.2 V e 20 V. Per $V_P = 6.2$ V l'assorbimento di corrente al piedino 14 è di 8-18 mA.

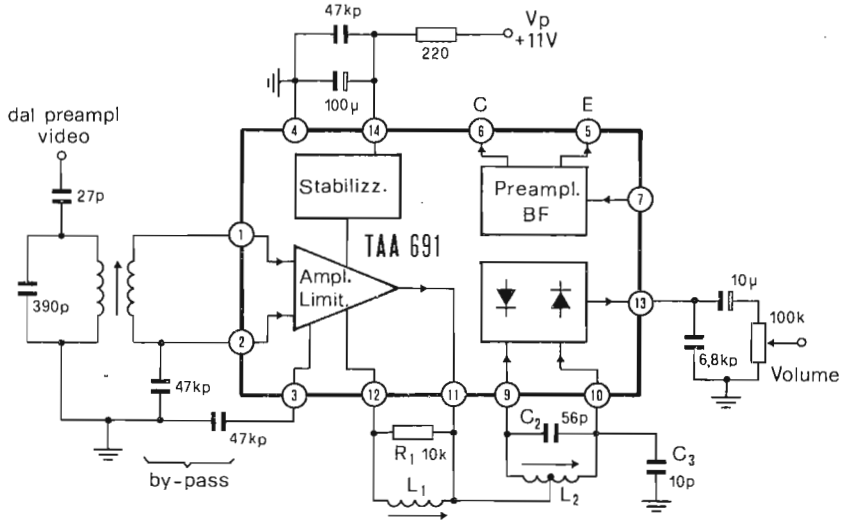
Il guadagno della sola sezione di FI è di 67 dB alla frequenza di 5.5 MHz.

TAA 691 permette una notevole flessibilità nel progetto dei circuiti, giacchè i tre stadi che lo compongono possono essere utilizzati indipendentemente. La Fig. 6.36 si riferisce all'impiego del TAA 691 nel ricevitore Autovox 382 mod. Stile 1.

Il carico dell'ultimo stadio dell'amplificatore di FI è formato dal parallelo di L_1 e R_1. Ai capi di quest'ultimo è disponibile un segnale di 5.5 MHz che viene successivamente portato al circuito risonante C_2 L_2 il quale, assieme a C_3, forma una rete sfasatrice. La tensione risultante applicata a ciascun diodo è perciò la somma della tensione E_1, presente su L_1, con quella disponibile su metà della bobina L_2. Come si è già visto in precedenza, la tensione E_2 ai due capi di L_2-C_2 è sfasata di 90° rispetto a quella presente su L_1-R_1 alla frequenza di risonanza.

Se si tiene conto del fatto che la presa intermedia permette di ottenere alle estremità della bobina due tensioni E'_2 ed E''_2 sfasate tra di loro di 180°, si comprende come la tensione totale applicata a ciascun diodo, somma della E_1 con

metà E_2, vari con la frequenza in modo esattamente identico a quanto accadeva nel classico circuito discriminatore a rapporto.



f_{fi} = 5.5 MHz V_p = 11 V T = 25°C

Corrente totale assorbita	I_t	8 - 18 mA
Soglia di limitazione	V_L	200 μV
Tensione d'uscita BF (Δf = 50 KHz)	V_5	4 V
Distorsione totale (V_i = 100 mV)	d_{tot}	1.3%
Reiezione AM (V_i = 10 mV)		40 dB

Fig. 6.36 - Schema a blocchi del TAA 691, suo impiego nella sezione di FI audio di un ricevitore e caratteristiche elettriche principali (Autovox).

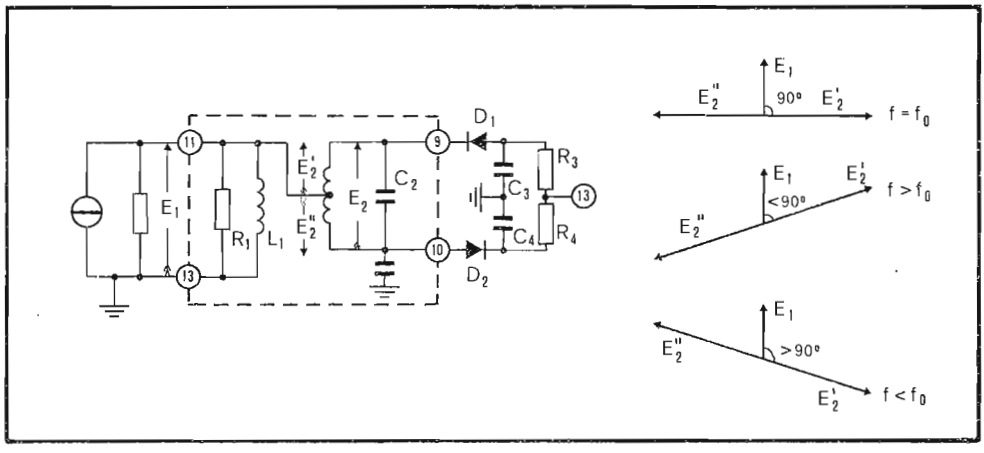


Fig. 6.37 - Principio di funzionamento del circuito discriminatore del TAA 691.

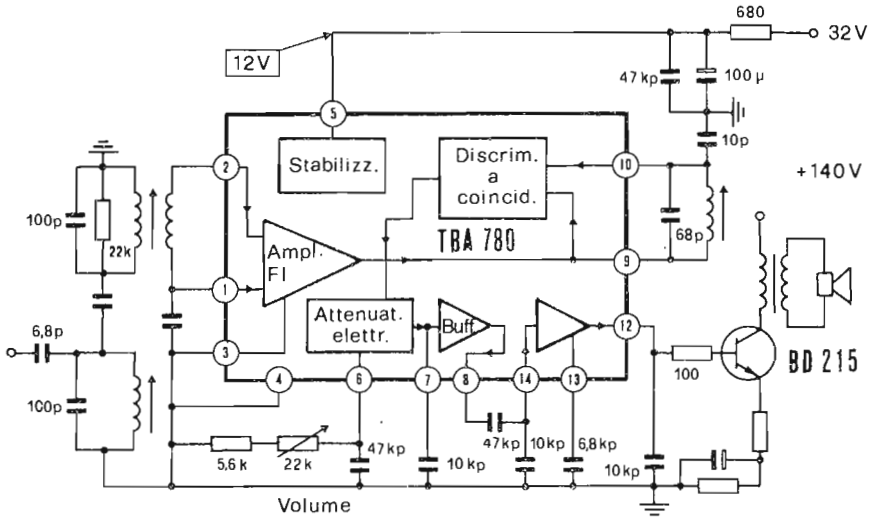
6.6.13 - Il TBA 780

Il TBA 780 è un circuito integrato monolitico al silicio, in contenitore plastico a 14 piedini del tipo quad-in-line ò dual-in-line, che comprende un amplificatore-limitatore a larga banda, un filtro attivo, uno stadio rivelatore FM, un attenuatore elettronico, una sezione di alimentazione stabilizzata a Zener e uno stadio amplificatore di BF (progettato specificamente per pilotare un transistor n-p-n di potenza o un tubo ad alta transconduttanza).

L'amplificatore-limitatore comprende tre stadi differenziali accoppiati in continua e separati tra di loro da altrettanti circuiti emitter-follower. L'ultimo di questi contiene due reti RC che limitano la risposta alle alte frequenze. Il segnale d'uscita dell'amplificatore viene contemporaneamente inviato ad uno dei due ingressi di un rivelatore differenziale di picco ed alla rete sfasatrice. La tensione presente ai capi del condensatore posto tra il piedino 10 e massa viene successivamente portata all' altro ingresso del rivelatore. Ne risulta così un segnale d'uscita con una caratteristica ampiezza-frequenza identica a quella del circuito risonante parallelo. Lavorando sul fianco di tale curva è possibile tradurre variazioni di frequenza in corrispondenti variazioni di ampiezza e, quindi, estrarre il segnale modulante. Quest'ultimo va a controllare la corrente di emettitore di un amplificatore differenziale nel quale la tensione ad una delle due basi è regolata attraverso il potenziometro del volume che, così, è interessato da sole componenti continue.

Tra il piedino 7 e massa viene collegato un condensatore che, assieme alla resistenza d'uscita del circuito integrato (R_{07} = 7.5 kohm), realizza il circuito di deenfasi.

Tra i piedini 7 e 8 è inserito un transistor separatore, connesso ad emitter-follower, la cui uscita può venir accoppiata capacitivamente all'ingresso dello stadio pilo-



$f_o = 5.5$ MHz $\qquad V_p = 12$ V $\qquad T = 25°C$

Corrente totale assorbita	I_t	30 mA
Soglia di limitazione	V_L	400 μV
Tensione d'uscita BF (f = 1 KHz)	V_8	0.75 V
Distorsione totale (V_i = 100 mV)	d_{tot}	2%

Fig. 6.38 - Schema a blocchi del TBA 780, suo impiego nella sezione di FI audio di un ricevitore e caratteristiche elettriche principali (Autovox).

ta (piedino 14), che consta di tre transistors. La base e l'emettitore dell'ultimo dei tre fanno capo rispettivamente ai piedini 13 e 12. Al piedino 13 può essere connessa la rete per il controllo dei toni, mentre il piedino 12 va alla base del transistor finale audio.

La Fig. 6.38 riporta lo schema d'impiego del TBA 780 nella sezione audio di un ricevitore Autovox mod. 582 - Forma 1.

Il segnale a 5.5 MHz, proveniente dal diodo che produce il battimento tra le portanti audio e video dopo l'ultimo stadio di media frequenza, viene selezionato da un filtro di banda. Il secondo avvolgimento è accoppiato a trasformatore in discesa all'ingresso del TBA 780; questo tipo di collegamento si rende necessario in quanto la resistenza d'entrata dello stadio amplificatore è di soli 1.7 kohm. Il secondario garantisce inoltre l'accoppiamento in continua tra l'uscita dell'amplificatore-limitatore (piedino 1) e l'ingresso (piedino 2), necessaria per assicurare la stabilità termica della catena amplificatrice.

6.7 - L'amplificatore di BF integrato

Anche la sezione di BF del ricevitore è da alcuni anni realizzata ricorrendo ad un circuito integrato lineare. Sono oggi disponibili in commercio moltissimi circuiti integrati in grado di fornire potenze d'uscita comprese tra 1 watt e 8 watt su carichi di 4-16 ohm, con tensioni d'alimentazione di 6-24 V.

Nel seguito verranno descritti i circuiti d'impiego più frequente nei ricevitori in bianco e nero.

6.7.1 - Il TAA 611

Il TAA 611 è un circuito integrato monolitico diffuso su una piastrina di silicio delle dimensioni di 1.3 x 1.4 mm^2, che assolve la funzione di amplificatore di bassa frequenza di media potenza. In esso sono integrati tutti gli stadi di amplificazione, dal preamplificatore al pilota, fino allo stadio finale compreso.

In Fig. 6.39 è rappresentato lo schema elettrico completo del TAA 611 con i componenti esterni per una tipica applicazione.

All'interno dell'integrato si nota la presenza di uno stadio di potenza del tipo single-ended (T_{15}-T_{16}), pilotato da una coppia complementare (T_{13}-T_{14}) che realizza l'inversione di fase del segnale. Il driver (T_{12}) è collegato direttamente alla base di T_{14} e, attraverso la rete costituita da T_9, T_{10} (connessi a diodo) e T_{11}, alla base di T_{13}; in questo modo la differenza di potenziale tra le basi di T_{14} e T_{13} è pari esattamente a 3 x 0.7 V. Questa rete garantisce una polarizzazione ottima dello stadio finale in grado di minimizzare la distorsione di cross-over e di compensare gli effetti di variazione della V_{BE} con la temperatura. La resistenza R_C costituisce il carico del driver. Il preamplificatore è costituito dalla coppia T_1-T_2, in collegamento Darlington (la corrente di emettitore di T_1 è quella di base di T_2), che ha come carico il transistor T_5, la cui resistenza dinamica, vista dal collettore, è notevole. T_3, con T_2 e T_1, forma un amplificatore semidifferenziale (il carico di T_3 è il transistor T_6 collegato a diodo), alimentato dal generatore a corrente costante T_4. La coppia T_7-T_8, infine, garantisce la voluta stabilità termica del circuito, realizzando una controreazione in continua dall'uscita all'ingresso, e l'autocentratura del

potenziale continuo d'uscita, al variare della tensione di alimentazione entro un ampio campo.

Il potenziometro P in ingresso, oltre a permettere la regolazione del segnale entrante (regolazione del volume) chiude, in corrente continua, verso massa il circuito di base del primo transistor. La resistenza R_A, determina, assieme alla R_F, interna al circuito integrato, un partitore nell'anello di controreazione; il valore assegnato ad R_A, quindi, stabilisce il guadagno dell'intero amplificatore. C_A è un condensatore elettrolitico di by-pass. La capacità C_B costituisce una controreazione selettiva per l'amplificatore e, unitamente a C_C, contribuisce alla determinazione della banda passante del TAA 611, verso le alte frequenze.

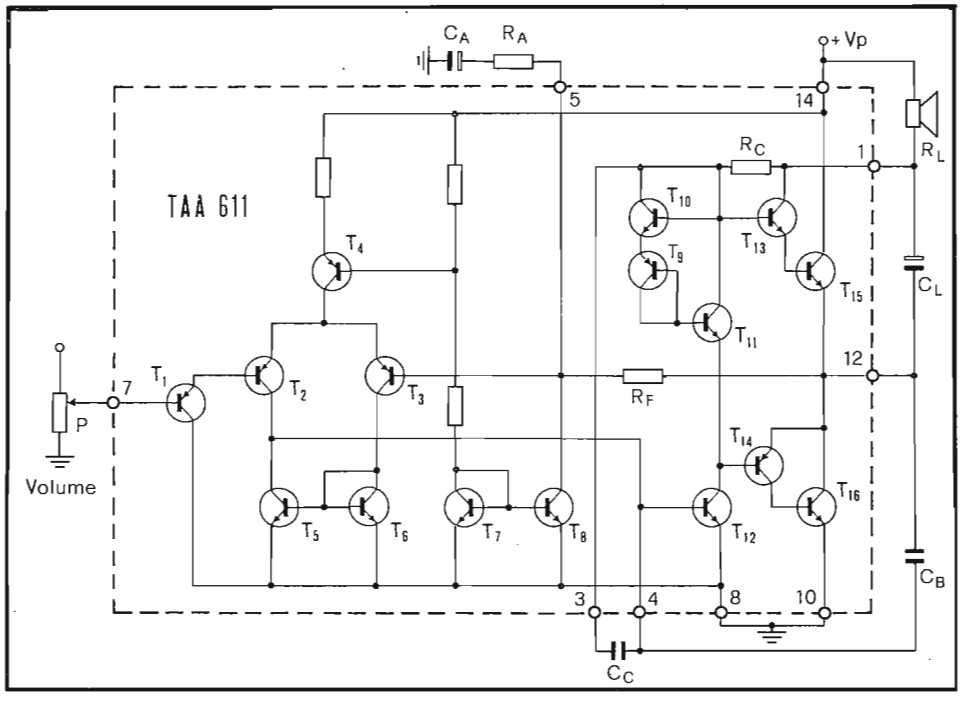


Fig. 6.39 - Schema elettrico del circuito integrato di BF TAA 611.

Trattandosi di un amplificatore interamente reazionato in corrente continua, la banda, verso le basse frequenze, viene determinata dalla minore fra le costanti di tempo $R_L \cdot C_L$ ed $R_A \cdot C_A$.

Il circuito è stato progettato per funzionare in un esteso intervallo di tensioni di alimentazione (4-15 V). Sono stati studiati pertanto accorgimenti circuitali che permettono di ottenere la massima potenza indistorta possibile in ogni condizione; ciò è possibile perchè, variando la tensione di alimentazione V_P il livello della tensione continua di uscita sul terminale 12 mantiene il valore $V_P/2$. La I_t assorbita dal TAA 611 a riposo è funzione della tensione di alimentazione V_P; però, grazie al suo relativamente basso valore (da 1.5 a 6 mA con V_P da 4 a 15 V) non è necessario alcun componente esterno di regolazione per limitare la potenza dissipata.

La potenza massima di uscita, in dipendenza della tensione di alimentazione e della resistenza di carico, è di 1.6 watt (11V e 8 ohm) e 1.5 watt (9 V e 8 ohm) come indicato in Fig. 6.40A. L'entità della distorsione dipende dal tasso di reazione alle varie frequenze imposto al circuito; un suo valore tipico è circa l'1% quando la potenza di uscita è di 0.5 watt a 1 kHz, la tensione di alimentazione di 9 V, il carico di 8 ohm ed il guadagno di 40 dB. L'andamento della distorsione armonica totale (THD) in funzione della potenza di uscita è riportato in Fig. 6.40B.

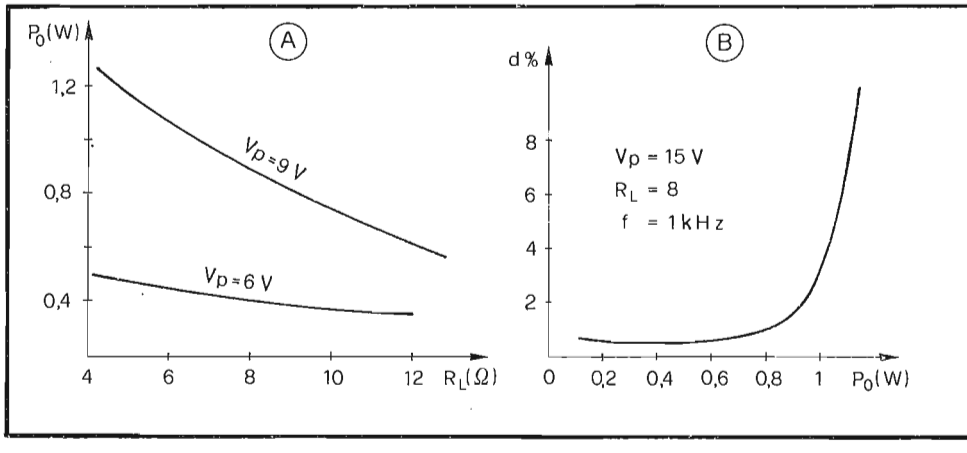


Fig. 6.40 - Andamenti della potenza d'uscita in funzione del carico (A) e della distorsione totale in funzione della potenza d'uscita (B).

Il rapporto segnale-rumore all'uscita del TAA 611A è funzione del guadagno del circuito, della banda e della resistenza R_g del generatore.

Per il circuito pratico di impiego riportato in Fig. 6.41, con banda passante 50-15000 Hz ed R_g = 2 kohm, tale rapporto è tipicamente di 75 dB.

Il TAA 611 è disponibile in contenitore plastico a 14 piedini del tipo quad-in-line o in contenitore metallico (TO-96) a 10 piedini.

Esistono altre due versioni contrassegnate con le lettere B e C. I due circuiti forniscono rispettivamente 2.1 watt (a 12 V di alimentazione e con carico di 8 ohm) e 3.3 watt (a 15 V e 8 ohm). Tutte e tre le versioni presentano la stessa configurazione di collegamento e sono perfettamente intercambiabili tra di loro.

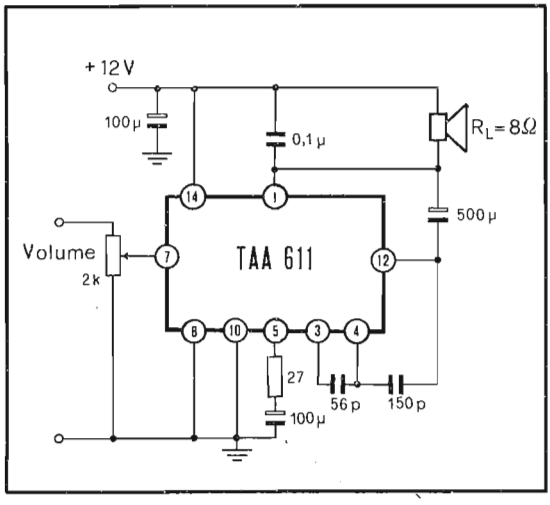


Fig. 6.41 - Circuito d'impiego del TAA 611.

6.7.2 - Il TAA 621

Il TAA 621 è un circuito integrato monolitico che svolge la funzione di amplificatore di BF. Esso contiene gli stadi preamplificatori, driver e finale del tipo single-ended.

La potenza tipica di uscita, con un tasso di distorsione totale del 10%, in funzione della tensione di alimentazione e della resistenza dell'altoparlante, è 4 watt (24 V, 16 ohm), 2.3 watt (18 V, 16 ohm) e 1.4 watt (12 V e 8 ohm), come indicato in Fig. 6.42A.

Il TAA 621 è particolarmente indicato come amplificatore audio nei ricevitori televisivi, nei giradischi a testina piezoelettrica ed in altri usi industriali.

Il contenitore impiegato è un quad-in-line plastico a 14 piedini, provvisto di un dissipatore esterno sagomato e saldato ad una massa termica incorporata nel contenitore stesso.

Il circuito è stato progettato in modo da ridurre al minimo il numero dei componenti accessori; non sono richiesti componenti esterni regolabili o semifissi.

Nella Fig. 6.42 è riportato l'andamento della distorsione in funzione della potenza di uscita P_0. La Fig. 6.43 indica uno schema di applicazione e le caratteristiche delle prestazioni tipiche dell'amplificatore.

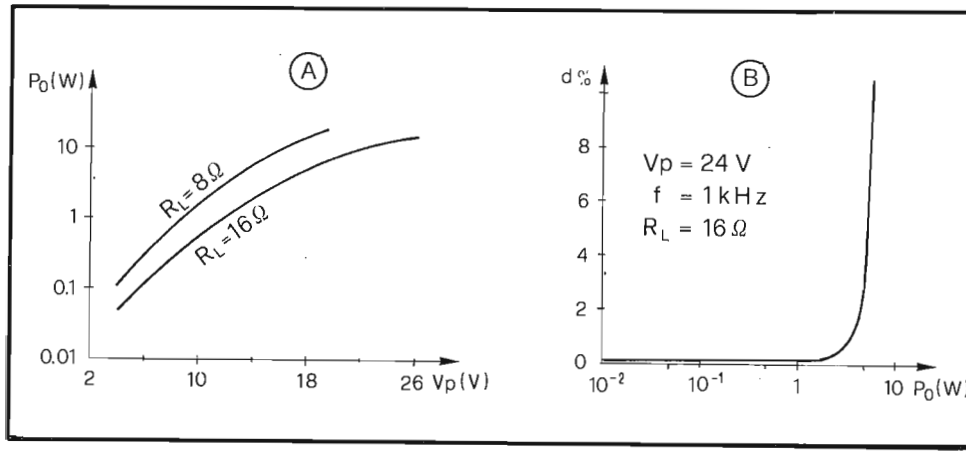
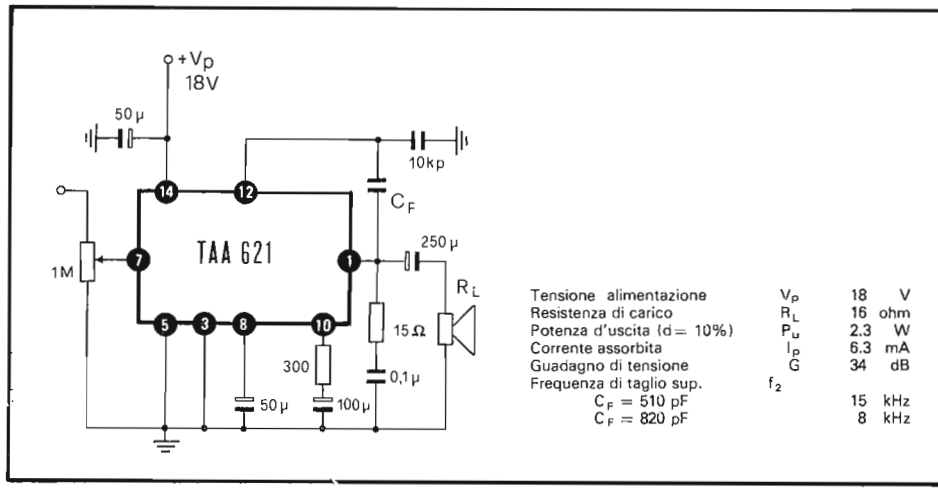


Fig. 6.42 - Caratteristiche potenza d'uscita-tensione di alimentazione e distorsione totale-potenza d'uscita del TAA 621.



Tensione alimentazione	V_p	18	V
Resistenza di carico	R_L	16	ohm
Potenza d'uscita (d = 10%)	P_u	2.3	W
Corrente assorbita	I_p	6.3	mA
Guadagno di tensione	G	34	dB
Frequenza di taglio sup.	f_2		
C_F = 510 pF		15	kHz
C_F = 820 pF		8	kHz

Fig. 6.43 - Circuito d'impiego tipico del TAA 621 e caratteristiche elettriche.

6.7.3 - Il TBA 800

Il TBA 800 è un circuito integrato monolitico al silicio in contenitore plastico a 12 piedini del tipo quad-in-line, che contiene un amplificatore di potenza di BF operante in classe B assieme allo stadio pilota e al preamplificatore.

Il TBA 800 fornisce una potenza di uscita di 5 watt (a 24 V e 16 ohm) e può operare su un ampio intervallo di tensioni di alimentazione (5-30 V); esso inoltre è

in grado di fornire una corrente di picco ripetitiva di 1.5 A. Il rendimento di conversione è del 70% a 4 watt di potenza di uscita, mentre la distorsione armonica totale è dello 0.5%, per potenze d'uscita inferiori a 2.5 watt.

Le due alette di raffreddamento proprie del circuito integrato permettono di ottenere una potenza di uscita di 2.5 watt senza richiedere dissipatori; d'altronde, con l'uso di una modesta area di circuito stampato è possibile elevare la potenza d'uscita a 5 watt.

In Fig. 6.44 è riportato lo schema elettrico del TBA 800 con i componenti esterni relativi ad un'applicazione tipica.

Il potenziometro in ingresso, oltre a permettere la regolazione dell'ampiezza del segnale d'entrata (controllo del volume), chiude in corrente continua, verso massa, il circuito di base del primo transistor. La resistenza R_A determina, assieme

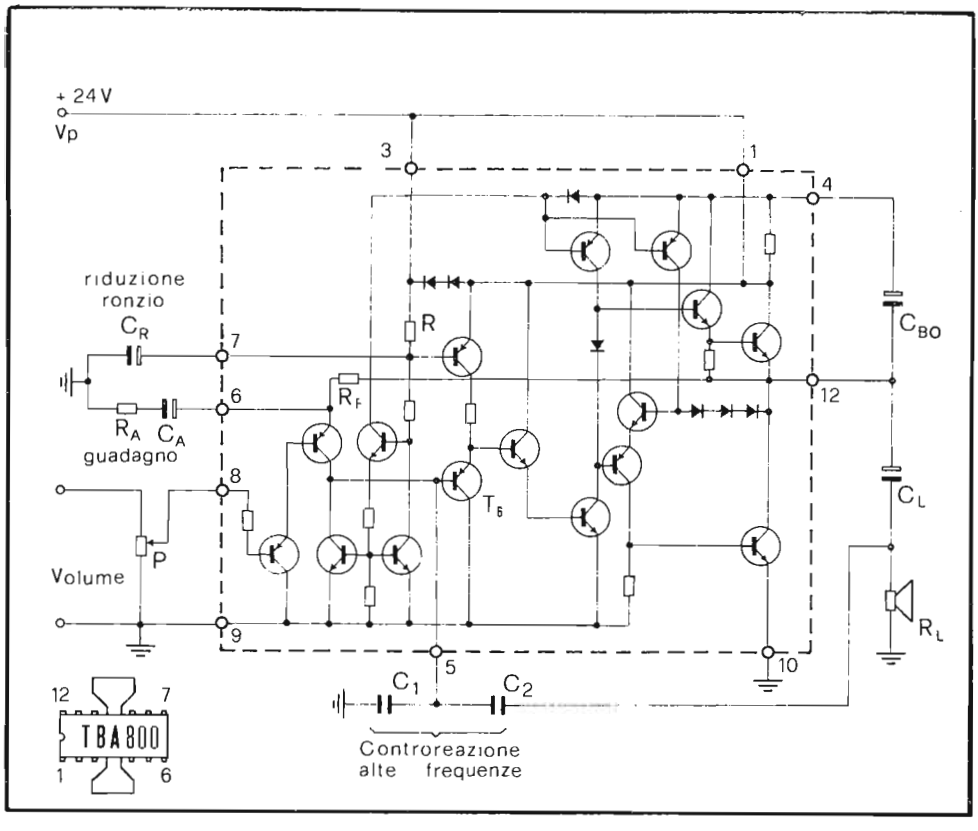


Fig. 6.44 - Schema elettrico del TBA 800 e funzione dei componenti esterni.

alla R_F, interna al circuito integrato, un partitore nella rete di controreazione. Il valore di R_A, in rapporto a quello di R_F, determina quindi il guadagno dell'intero circuito. Al diminuire della frequenza, l'impedenza della serie C_A-R_A aumenta e così pure l'entità della controreazione; la risposta alle basse frequenze è così determinata dalla minore delle costanti di tempo R_A C_A, R_L C_L.

La risposta alle alte frequenze è influenzata dai valori delle capacità C_1 e C_2. Quest'ultima realizza una controreazione alle alte frequenze prelevando una parte del segnale d'uscita e riportandolo all'ingresso; parallelamente la capacità C_1, oltre a costituire un partitore capacitivo con C_2, determina un taglio alle alte frequenze realizzando un filtro passa-basso con la resistenza d'entrata del transistor T_6 collegato a collettore comune.

Per aumentare l'escursione della tensione di pilotaggio dei finali, il segnale d'uscita è "sommato" con la tensione di alimentazione, al piedino 4, attraverso il condensatore di *boot-strap* C_{BO}. La reiezione del ripple, proveniente dall'alimentatore, è affidata al condensatore elettrolitico C_R; questo, assieme alla resistenza R, forma un filtro passa-basso che livella la tensione di alimentazione del preamplificatore.

Come si è accennato, le alette di raffreddamento del TBA 800 possono essere usate per convogliare il calore all'esterno del circuito integrato, onde evitare che la temperatura della giunzione superi il massimo ammissibile (150 °C). Ciò può essere ottenuto, ad esempio, connettendo le alette ad un dissipatore esterno o saldandole ad un'opportuna superficie di rame del circuito stampato.

6.7.4 - Il TBA 820

Il TBA 820 è un circuito integrato monolitico al silicio in contenitore plastico a 14 piedini del tipo quad-in-line. Esso è adatto ad essere impiegato come amplificatore di BF operante in classe B entro un ampio intervallo di tensioni di alimentazione (3-16 V).

Questo integrato rappresenta una soluzione tecnologicamente più evoluta del TAA 611 del quale ricalca la disposizione dei piedini, risultando quindi intercambiabile. Le caratteristiche elettriche principali del TBA 820 sono riportate in Fig. 6.45 assieme allo schema elettrico di un circuito d'impiego tipico.

6.7.5 - Il TDA 2610

Il TDA 2610 è un circuito integrato adatto ad essere impiegato nella sezione di BF dei televisori. A seconda dei valori della tensione di alimentazione e della resistenza di carico, la potenza d'uscita può variare tra 3 e 8 watt. Il circuito è munito di uno stabilizzatore parallelo che provvede a mantenere ad un livello costante la corrente di alimentazione. Questa caratteristica riveste particolare importanza nel caso in cui l'integrato venga alimentato dallo stadio finale di riga del televisore.

Lo stabilizzatore è progettato in maniera tale da effettuare anche la soppressione del ronzio. Il circuito integrato può essere impiegato con e senza il regolatore parallelo.

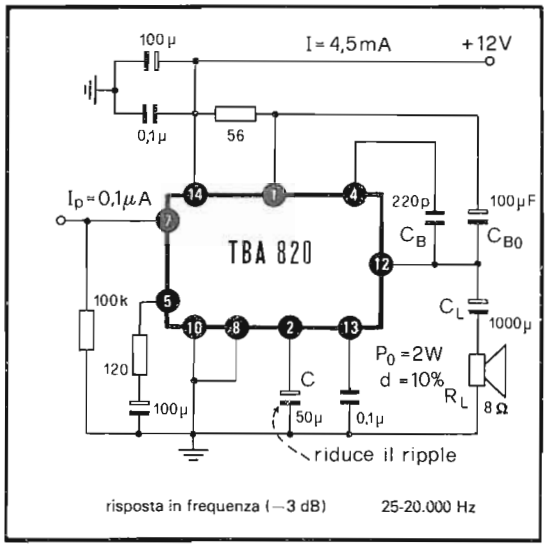


Fig. 6.45 - Circuito d'impiego del TBA 820. Con una tensione di alimentazione di 12 V e un altoparlante di 8 ohm, se R_f = 120 ohm, la potenza d'uscita è di 2 W con una distorsione del 10%.

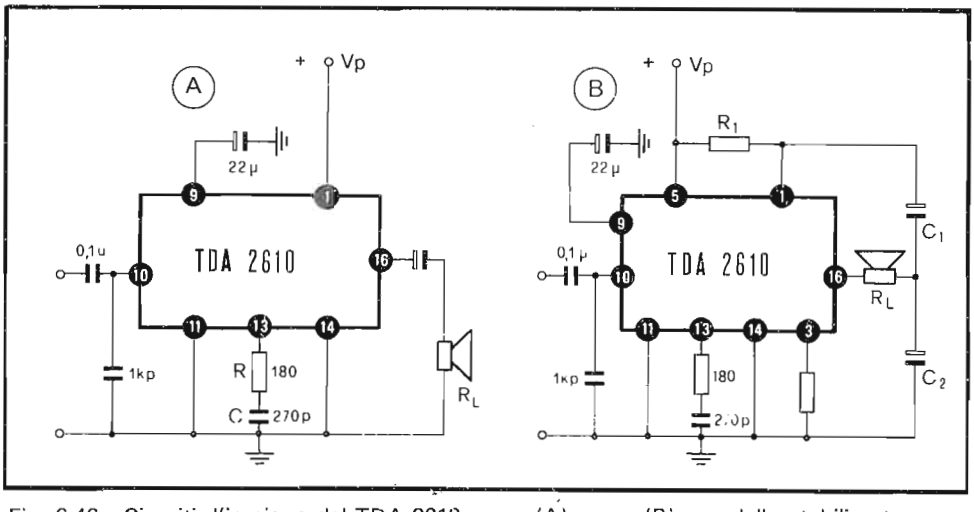


Fig. 6.46 - Circuiti d'impiego del TDA 2610 senza (A) e con (B) uso dello stabilizzatore parallelo interno.

Nel primo caso (Fig. 6.46A) si richiede il condensatore elettrolitico di accoppiamento all'altoparlante, che viene connesso al piedino 16. Un circuito RC serie viene collegato tra il piedino 13 e massa, con lo scopo di realizzare una controreazione alle alte frequenze, evitando così l'innesco di oscillazioni. Nell'eventualità che l'im-

pedenza d'uscita dello stadio precedente fosse troppo elevata, si renderà necessario collegare un condensatore, tra il piedino 10 e massa, del valore di 1 kpF. Se la tensione di alimentazione possiede un ronzio notevole (circa 500 mV), si può ridurne l'effetto sulla tensione d'uscita collegando un condensatore elettrolitico tra il terminale 1 e massa.

Per utilizzare il regolatore parallelo si ricorre al circuito di Fig. 6.41B. In questo caso la corrente richiesta dall'alimentatore è praticamente costante anche per le basse frequenze del segnale audio. Questo risultato viene conseguito, contemporaneamente, in due modi.

Per prima cosa si collega tra l'altoparlante ed il piedino 1 una capacità C_1 di valore identico a quella di accoppiamento C_2. Di conseguenza, durante la semionda positiva del segnale, la tensione, che nel punto 1 tenderebbe a calare, è parzialmente compensata dal riporto di tensione crescente attraverso C_1; durante la semionda negativa alla tensione del punto 1, che tenderebbe a rimanere costante, si aggiunge quella riportata sempre da da C_1, che è negativa. La tensione risultante al piedino 1 ha così frequenza doppia rispetto a quella originale del segnale audio e, pertanto, risulta di più facile filtraggio.

L'altra azione è esercitata all'interno del circuito integrato. La corrente di alimentazione dello stadio finale e quello del regolatore parallelo attraversano la resistenza R_1 collegata tra i piedini 1 e 5. La caduta di tensione che si ha ai capi di questa resistenza viene confrontata con una tensione di riferimento prodotta all'interno dell'integrato. Eventuali deviazioni da questo valore produrranno, attraverso il regolatore parallelo, correnti di compensazione tali da mantenere la somma ad un livello costante.

Per limitare la dissipazione all'interno dell'integrato si collega una resistenza di shunt tra il terminale 3 e massa.

Sempre in Fig. 6.46 sono riportati i dati elettrici caratteristici del TDA 2610.

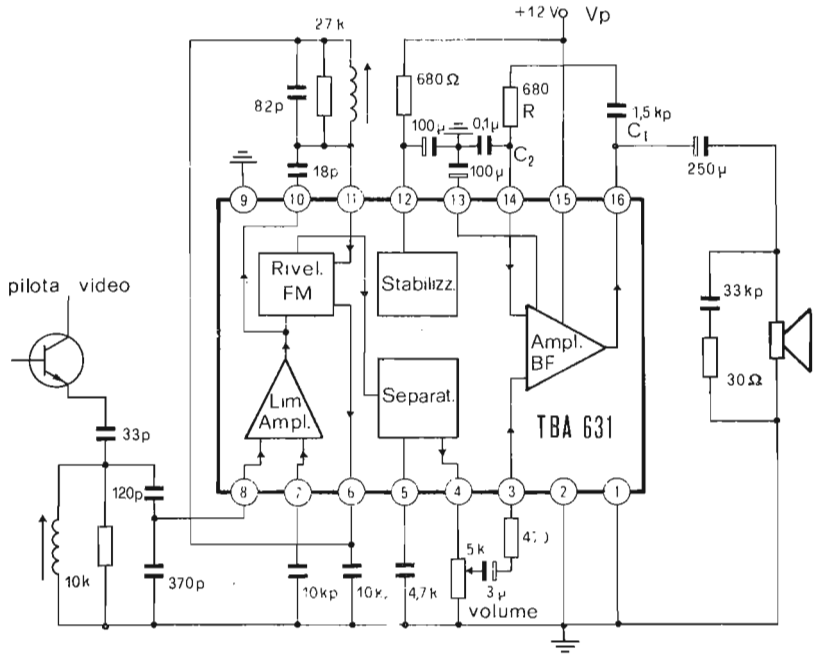
6.8 - La sezione integrata di FI e BF

In questo paragrafo vengono analizzati alcuni esempi di circuiti nei quali è integrata su un'unica piastrina l'intera sezione audio (frequenza intermedia e bassa frequenza) di un ricevitore TV.

6.8.1 - Il TBA 631

Il TBA 631 è un circuito integrato monolitico al silicio in contenitore plastico a 16 piedini del tipo quad-in-line, con radiatore termico incorporato. Esso è stato progettato per realizzare l'intera sezione audio di un televisore. Il TBA 631 contiene infatti tutti i componenti che sono compresi tra il preamplificatore video e l'altoparlante. Esso riunisce le funzioni di amplificatore-limitatore, rivelatore FM, preamplificatore e amplificatore di BF.

La Fig. 6.47 riporta lo schema elettrico di impiego tipico del TBA 631 ed il suo schema a blocchi.



Sezione FI (f_o = 5.5. MHz V_p = 12 V)

Corrente totale assorbita	I_p	18 mA
Soglia di limitazione	V_i	100 μV
Tensione d'uscita BF	V_o	1 V
Distorsione totale (V_i = 10 mV)	d	1.8 %
Reiezione AM (V_i = 10 mV)		49 dB

Sezione BF (R_L = 16 ohm V_p = 24 V)

Corrente assorbita a riposo	I_p	12 mA
Corrente assorbita (P_o = 3 W)	I_p	100 mA
Potenza d'uscita (d = 18%)	P_o	3 W
Distorsione (P_o = 50 mW)	d	0.2 %

Fig. 6.47 - Schema a blocchi del TBA 631, suo impiego nella sezione di FI e BF audio di un televisore e caratteristiche elettriche principali.

Lo stadio amplificatore-limitatore, che comprende tre amplificatori differenziali, accoppiati fra di loro con altrettanti emitter-follower, è seguito da un rivelatore di fase a coincidenza a due semionde che fa uso della solita *rete sfasatrice* (piedini 10, 11, 6). La *deaccentuazione* delle frequenze audio più alte viene realizzata dal condensatore collegato tra il piedino 5 e massa. Il segnale di BF, prelevato all'emettitore di un transistor separatore, è disponibile al piedino 4. L'alimentazione di questa parte di circuito viene effettuata attraverso il terminale 12: il valore della tensione in questo punto non deve superare i 18 V.

Al piedino 3 è collegato l'ingresso dell'amplificatore di BF. Questo stadio è separato elettricamente dall'amplificatore-limitatore e dal rivelatore. L'alimentazione viene effettuata attraverso il piedino 15 e la massima tensione applicabile è di 27 V. Tra il piedino 13 e massa viene collegato il condensatore elettrolitico che ha il compito di ridurre il ronzio dell'alternata. Il piedino 16 rappresenta il punto comune dei transistors finali e, attraverso un condensatore elettrolitico, viene collegato all'altoparlante. Il terminale 14 è connesso alla base del transistor pilota e quindi permette, con i condensatori C_1 e C_2 e la resistenza R, di realizzare una controreazione selettiva che determina il taglio alle alte frequenze.

Sempre in Fig. 6.47 sono riportate le caratteristiche elettriche più importanti del TBA 631.

6.8.2 - Il TDA 1043

Il TDA 1043 è un circuito integrato monolitico al silicio contenente tutti gli stadi richiesti dalla sezione audio di un ricevitore televisivo. Esso comprende un amplificatore-limitatore, un demodulatore a coincidenza, un circuito per la regolazione elettronica del volume, un amplificatore di BF (completo di preamplificatore, pilota e stadio finale in connessione push-pull) ed un circuito di stabilizzazione.

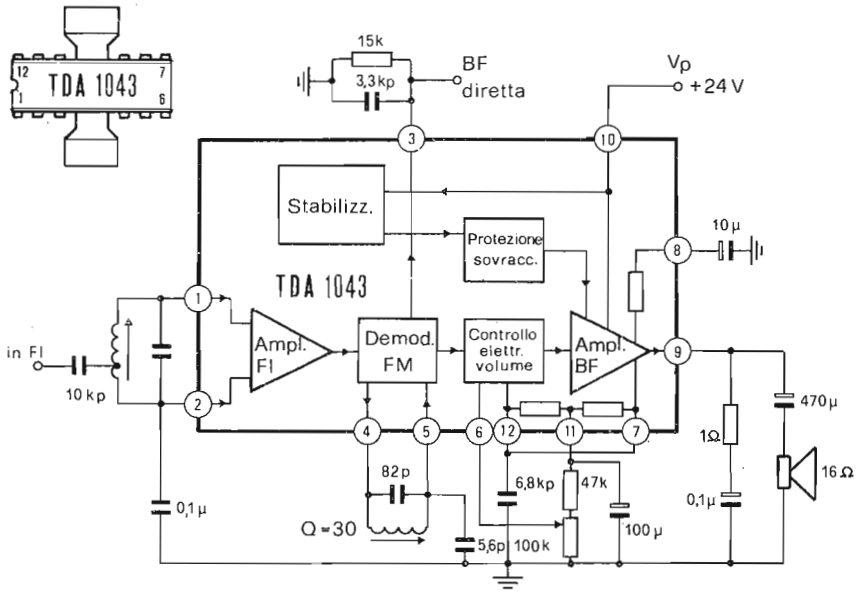
L'amplificatore finale è protetto contro il sovrariscaldamento: ad una temperatura della piastrina di silicio di circa 150°C, la tensione di BF all'ingresso del pilota viene cortocircuitata.

La Fig. 6.48 riporta lo schema elettrico d'impiego del TDA 1043, il suo schema a blocchi e le caratteristiche elettriche più importanti.

I terminali 1 e 2 sono gli ingressi dell'amplificatore-limitatore. L'uscita di quest'ultima va al demodulatore che utilizza la solita rete sfasatrice, facente capo ai terminali 4 e 5. L'uscita del segnale audio è disponibile direttamente al piedino 3 che viene chiuso sul *circuito di deenfasi*. Il segnale passa anche attraverso il circuito di controllo elettronico del volume che viene regolato mediante la variazione della tensione continua presente al piedino 6. Esso passa quindi allo stadio amplificatore di BF, la cui uscita fa capo al piedino 9. Tra il terminale 8 e massa viene collegato il condensatore che chiude l'anello di reazione della sezione di BF.

6.8.3 - Il TDA 1190

Il TDA 1190 è un circuito integrato monolitico al silicio in contenitore plastico a 12 piedini dotato di due alette di raffreddamento. Esso realizza tutte le funzioni richieste dal canale audio di un ricevitore televisivo e comprende un amplificatore-



Sezione FI (f_0 = 5.5.MHz V_p = 24 V)

Soglia di limitazione	V_L	100	µV
Tensione d'uscita BF (V_i=10mV)	V_{12}	1	V
Distorsione totale (V_i = 10 mV)	d	1	%
Reiezione AM (V_i = 10 mV)		50	dB

Sezione BF (R_L = 16 ohm V_p = 24 V)

Guadagno di tensione	G	35	dB
Potenza di uscita (d= 10%)	P_o	4	W
Potenza di uscita (d= 1 %)	P_o	3	W

Fig. 6.48 - Schema a blocchi del TDA 1043, suo impiego nella sezione di FI e BF audio di un televisore e caratteristiche elettriche principali.

limitatore, un filtro passa basso attivo, un rivelatore FM, un circuito per il controllo in corrente continua del volume, un pramplificatore e uno stadio finale di BF.

La Fig. 6.49 riporta il circuito elettrico di impiego del TDA 1190, il suo schema a blocchi e le principali caratteristiche di funzionamento.

L'impedenza d'ingresso tra i piedini 1 e 2 è sufficientemente alta (30 kohm) da permettere l'uso sia di filtri ceramici (a bassa impedenza) che di circuiti accordati (ad alta impedenza), per garantire la necessaria selettività all'ingresso.

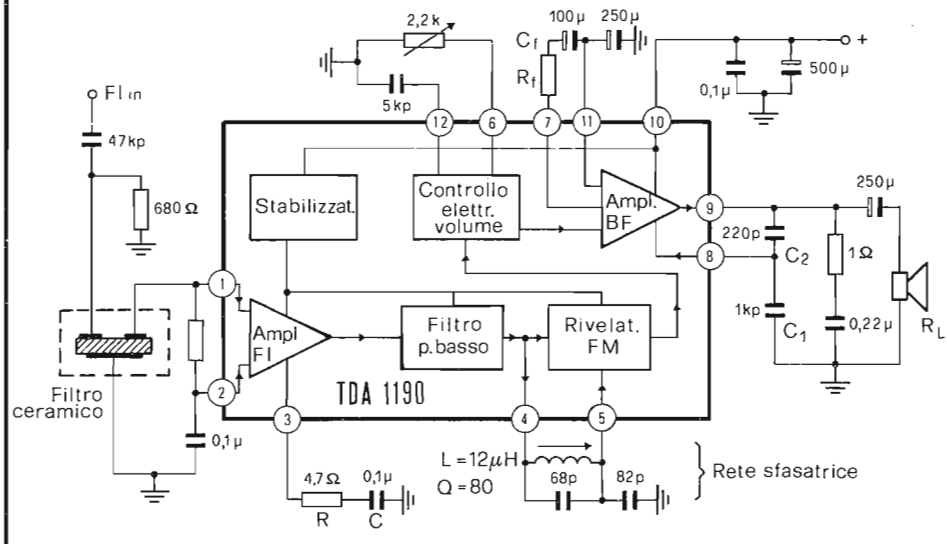
L'entità della controreazione e quindi la stabilità del circuito amplificatore-limitatore è determinata dalla rete RC serie, posta tra il piedino 3 e massa. Tra i terminali 4 e 5 è collegata la rete di sfasamento, del solito tipo, necessaria per un corretto funzionamento del discriminatore a coincidenza.

Al terminale 6 viene collegato il potenziometro per il controllo in corrente continua del volume. Al piedino 7 è collegata una serie RC, che effettua la chiusura dell'anello di reazione dell'amplificatore di BF; con una scelta opportuna di R_f e C_f si possono stabilire i valori del guadagno di tensione e la risposta alle basse frequenze. Il piedino 8 fa capo alla base del driver; esternamente al circuito esso è collegato al punto comune delle capacità C_1 e C_2 che determinano così l'entità della reazione alle alte frequenze e, quindi, il limite superiore della banda passante; con i valori riportati nello schema (R_f= 18 ohm e R_L= 16 ohm) il limite superiore è di 12 kHz. Al piedino 9, d'uscita dell'amplificatore, è collegato il carico R_L, attraverso una grossa capacità di accoppiamento. Tra il piedino 9 e massa è inserita una *cella Boucherot* che ha il compito di eliminare le oscillazioni di alta frequenza causate dalla natura induttiva del carico e dei fili di connessione all'altoparlante.

Al piedino 10 è collegata la linea di alimentazione che viene internamente stabilizzata, per tutti gli stadi, escluso l'amplificatore di BF. Per una riduzione del ronzio d'alternata viene connesso, tra il piedino 11 e massa, un condensatore elettrolitico di grossa capacità.

Il condensatore inserito tra il terminale 12 e massa, assieme alla resistenza interna (10 kohm), forma la *rete di deenfasi.*

La resistenza termica tra la giunzione e l'ambiente del TDA 1190 può essere ridotta saldando le due alette di raffreddamento ad una superficie di conduttore di opportuna estensione, recuperata ad esempio dal circuito stampato sul quale è montato l'integrato.



Sezione FI (f_o = 5.5. MHz V_p = 24 V)

Soglia di limitazione	V_L	30	µV
Tensione d'uscita BF	V_{12}	60	mV
Reiezione AM (V_i = 1 mV)		55	dB

Sezione BF (R_L = 16 ohm V_p = 24 V)

Corrente assorbita a riposo	I_p	22-35 mA
Potenza d'uscita (d= 10%)	P_o	4.2 W
Distorsione (P_o = 50 mW)	d	0.5%

Fig. 6.49 - Schema a blocchi del TDA 1190, suo impiego nella sezione di FI e BF audio di un televisore e caratteristiche elettriche principali.

CAPITOLO VII

La sezione sincronismi

7.1 - Introduzione

Per una corretta ricostruzione dell'immagine da parte del televisore è indispensabile che il fascetto elettronico del cinescopio venga mosso, in senso orizzontale e verticale, in perfetta sincronia con quello della telecamera. A tal fine il segnale video trasmesso contiene, oltre all'informazione di luminosità, quella di sincronizzazione. Per evitare però che le due informazioni vengano confuse, si fa in modo che occupino livelli diversi.

Come indicato in Fig. 7.1, il segnale disponibile all'uscita del rivelatore video presenta tre livelli caratteristici che definiscono due intervalli, entro i quali sono contenute le informazioni dette.

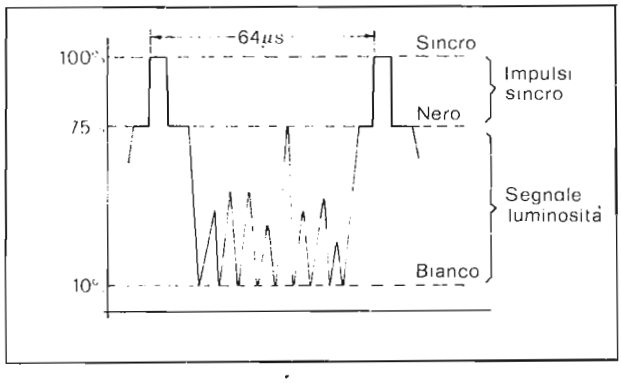


Fig. 7.1 - Livelli caratteristici del segnale video

Per estrarre l'informazione di sincronizzazione, ovvero gli impulsi di sincronismo di riga e di quadro, basterà "tagliare" il segnale video composito ad un livello compreso tra il 75% ed il 100%, prendendo solo la parte superiore. Questa operazione viene effettuata dal circuito separatore di sincronismi, secondo la schematizzazione a blocchi riportata in Fig. 7.2. Questo stadio è seguito in genere da un amplificatore di sincronismi e quindi da una coppia di circuiti che hanno il compito di separare tra di loro gli impulsi di sincronismo di riga e di quadro. Questi ultimi due circuiti, sfruttando il fatto che gli impulsi di sincronismo di riga e di quadro hanno durate molto diverse, realizzano la loro separazione attraverso le operazioni di differenziazione e di integrazione.

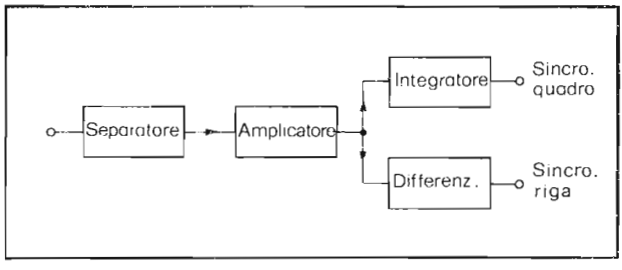


Fig. 7.2 - Schema a blocchi della sezione sincronismi

7.2 - Il separatore di sincronismi

Il separatore di sincronismi riceve il segnale video completo dal pilota dell'amplificatore video. A seconda del punto di prelievo, il segnale potrà avere fase positiva o negativa. In ogni caso è possibile operare il taglio ad un livello compreso tra il 75% ed il 100%, utilizzando un transistor normalmente interdetto, che viene posto in forte conduzione durante gli impulsi di sincronismo; sul suo collettore avremo così a disposizione un segnale di tensione che corrisponde ai soli impulsi di sincronismo.

La Fig. 7.3 indica il funzionamento grafico di un circuito di questo genere nel caso del transistor BC 149.

Il segnale video in arrivo al separatore presenta, per un segnale d'antenna medio, un'ampiezza di circa 3 Vpp; l'ampiezza degli impulsi di sincronismo è allora di 0.75 V. Questa tensione deve essere in grado di far condurre il transistor e, per di più, di saturarlo. Tali condizioni sono verificate con una scelta opportuna della R_C e della R_B. Quest'ultima, oltre a limitare il valore della I_B, riduce l'effetto della capacità d'entrata del circuito sull'amplificatore video.

Il transistor separatore si trova per la maggior parte del tempo con la giunzione base-emettitore polarizzata inversamente, quindi deve essere in grado di sopportare una tensione massima inversa di $V_{BE} \simeq 6$ V.

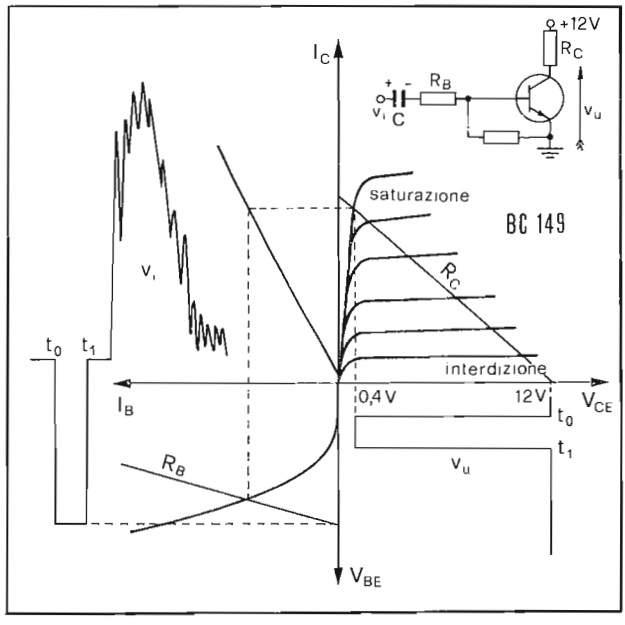


Fig. 7.3 - Funzionamento del separatore di sincronismi; studio grafico

Al fine di poter trasmettere correttamente i fronti di salita degli impulsi di sincronismo, è opportuno che la frequenza di taglio del transistor sia superiore a 3 MHz. Inoltre, per evitare di ritrovare parte del segnale di luminosità sul collettore del circuito, è necessario che la capacità interna C_{bc} sia inferiore a 10 pF, in corrispondenza al livello bianco.

Se il segnale video ha fase positiva, allora basta un transistor p-n-p, senza che il funzionamento vari sostanzialmente.

A volte la giunzione base-emettitore del transistor separatore di sincronismi risulta polarizzata direttamente, anche se in modo molto debole e comunque al di sotto del livello di soglia; ciò per garantire una buona separazione anche in presenza di segnali deboli.

7.3 - Il circuito antidisturbo (anti-noise)

In alcuni televisori il funzionamento del transistor separatore è controllato da un circuito *antidisturbo*.

E' opportuno ricordare, a questo punto, l'effetto dei disturbi di forte intensità sul funzionamento del circuito separatore. Quando tali disturbi giungono sulla base del transistor separatore, introducono una perturbazione sulla sua polarizzazione che ha per conseguenza uno spostamento del livello del nero verso valori più alti di po-

larizzazione inversa. Nel circuito di Fig. 7.3 il condensatore C si carica maggiormente, spostando quindi il segnale video completo verso l'alto. Gli impulsi successivi vengono così riprodotti con minore ampiezza e l'entità di questa riduzione dipende dall'intensità dei disturbi e dalla loro durata. Si comprende facilmente come una situazione di questo genere possa compromettere la sincronizzazione degli stadi di deflessione.

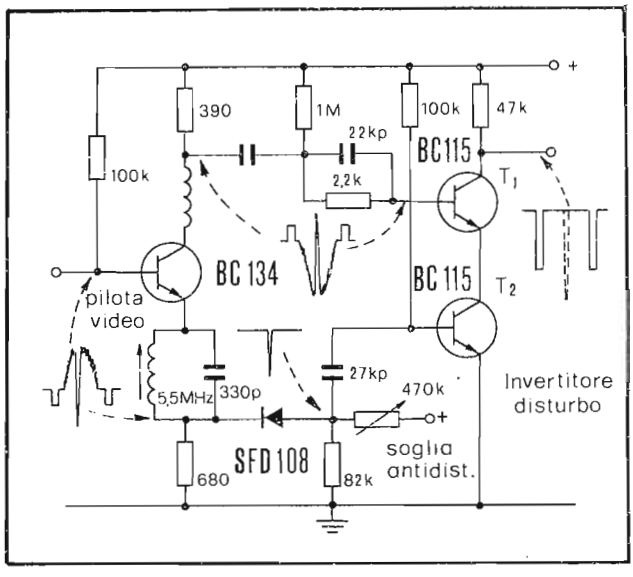


Fig. 7.4-Separatore di sincronismi con antidisturbo (Autovox)

Un esempio di circuito antidisturbo è riportato in Fig. 7.4. Il segnale video positivo giunge sulla base del separatore T_1 che è debolmente polarizzata dalla resistenza di 1 Mohm. In condizioni normali T_2 è saturato, avendo una sufficiente corrente di base fornitagli dalla resistenza di 100 kohm e un carico notevole, rappresentato da T_1 in debole conduzione. Sul collettore di quest'ultimo è allora possibile avere a disposizione degli impulsi di sincronismo separati dal resto del segnale video. Se, assieme al segnale, arriva un disturbo intenso, di ampiezza superiore al livello dei sincronismi, il diodo conduce e lascia passare solo il disturbo, che va ad interdire T_2. Quest'ultimo blocca T_1 al cui collettore, quindi, la tensione si mantiene al valore di alimentazione.

La soglia di intervento del circuito antidisturbo può essere regolata tramite il potenziometro di 470 kohm, che varia la polarizzazione di riposo del diodo.

7.4 - L'amplificazione di sincronismi

L'amplificatore di sincronismi ha il compito di squadrare gli impulsi di sincronismo provenienti dal separatore, eliminando l'eventuale residuo di segnale video. Molte volte esso possiede due uscite separate, una al collettore ed una all'emettitore, per il pilotaggio dei due circuiti integratore e differenziatore. Altre volte consta di due transistors con un'unica uscita, pilotati entrambi dallo stadio separatore di sincronismi. Altre volte ancora non c'è: in questi casi risulta sufficiente l'azione del solo separatore per il pilotaggio dei circuiti integratore e differenziatore. La Fig. 7.5A e B riporta due soluzioni circuitali che si riferiscono rispettivamente al primo e al terzo caso.

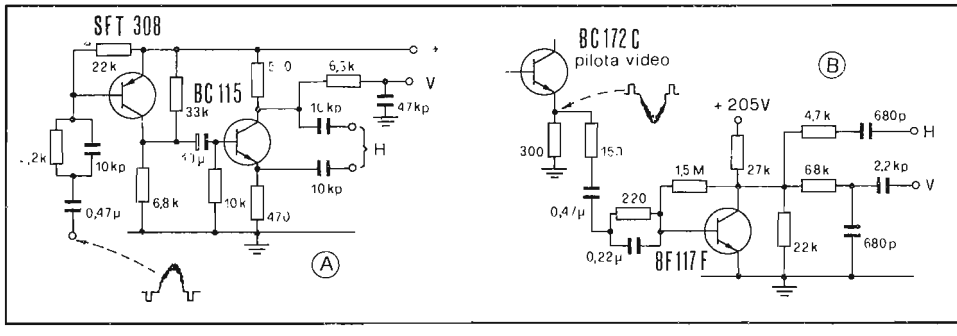


Fig. 7.5 - Schemi pratici di sezione sincronismi a due (A) e a un (B) transistor (Körting, Graetz).

Un altro esempio di circuito antidisturbo, completo di separatore e amplificatore, è riportato in Fig. 7.6. Il segnale video, prelevato dal collettore del transistor T_{204}, pilota video, viene inviato alla base del separatore di sincronismi T_{401} passando attraverso le reti R_{265}-C_{401}-C_{402} e R_{401}-C_{403}, che hanno costanti di tempo scelte al fine di garantire un soddisfacente fissaggio del segnale, sia durante gli impulsi di sincronismo di riga che di quadro. Il transistor T_{402}, che è del tipo p-n-p, va in saturazione quando T_{401} è saturato e si interdice quando T_{401} è interdetto. Sul collettore di T_{402} sono pertanto positivi sia gli impulsi di sincronismo verticale che orizzontale.

Dalla stessa figura si vede però che gli impulsi verticali vengono prelevati dal collettore di T_{401} e inviati al circuito integratore, mentre quelli orizzontali vengono prelevati dal collettore di T_{402} e inviati, attraverso una rete RC serie, al comparatore di fase. In questo modo si ha un'ottima separazione tra i circuiti di sincronizzazione di riga e di quadro, riducendo l'influenza della rete d'integrazione verticale sul comparatore di fase orizzontale.

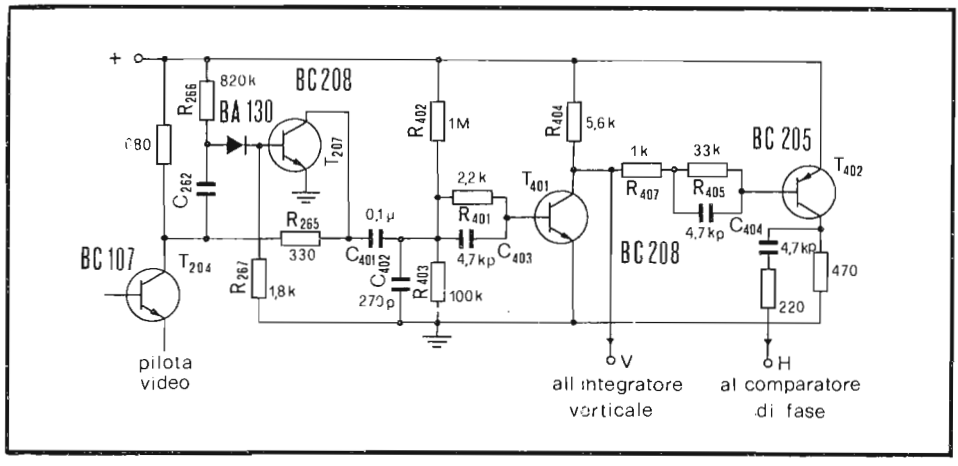


Fig. 7.6 - Separatore di sincronismi con circuito antidisturbo (CGE).

Il circuito antidisturbo (T_{207}) agisce ai capi della resistenza R_{265}. Il segnale video d'ingresso viene fissato sul diodo BA 130 da C_{262}. Le resistenze R_{266} ed R_{267} sono dimensionate in modo che il transistor T_{207} conduca molto poco durante gli impulsi di sincronismo e non conduca affatto (a causa del *fissaggio* del segnale sul diodo) fra un impulso di sincronismo e il successivo. Un qualsiasi disturbo, di ampiezza superiore a quella del segnale e di durata notevolmente inferiore a quella dei sincronismi, fa condurre il transistor; di conseguenza si manifesta un impulso negativo sul collettore di T_{207} (e cioè a valle di R_{265}) di durata uguale a quella del disturbo. Questo impulso negativo si somma a quello positivo che si trova a monte di R_{265} neutralizzandolo.

Nel circuito studiato, quindi, nessun segnale indesiderato può superare il livello degli impulsi di sincronismo.

7.5 - Il circuito integratore

I segnali di sincronismo, una volta separati dal segnale video, mediante i circuiti studiati nei paragrafi precedenti, devono venir separati fra di loro per andare poi a sincronizzare i rispettivi oscillatori.

Per ragioni che diremo più avanti, l'oscillatore di riga non viene sincronizzato direttamente dagli impulsi di sincronismo e quindi, al momento, ci interessa solo estrarre gli impulsi di sincronismo verticale.

Data la conformazione degli impulsi di sincronismo di quadro trasmessi (Fig. 7.7), questa separazione risulta agevole. Durante gli impulsi di sincronismo di riga, il tempo di carica del condensatore C (4.5 μS) è molto minore del suo tempo di

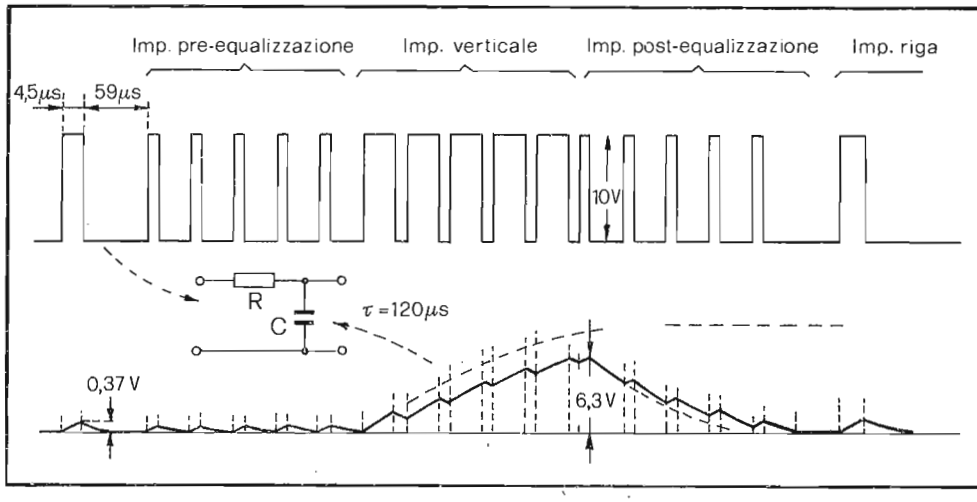


Fig. 7.7 - Impulsi di sincronismo verticale e loro integrazione.

scarica (59 μs). Il valore massimo della tensione su C è molto piccolo, se la costante di tempo del circuito è sufficiente grande (ad esempio 120 μs). Solo durante gli impulsi di sincronismo di quadro, il condensatore C ha più tempo per caricarsi (29.6 μs) che per scaricarsi (2.3 μs) e, quindi, la tensione ai suoi capi cresce con legge esponenziale fino al raggiungimento del quinto impulso. Successivamente, per la presenza delgi impulsi di equalizzazione prima e di riga poi, la tensione ricade ai valori precedenti. Nell'esempio numerico di Fig. 7.7 risulta un rapporto di circa 17 tra le ampiezze degli impulsi all'uscita dell'integratore presenti durante gli impulsi di riga e quelli di quadro.

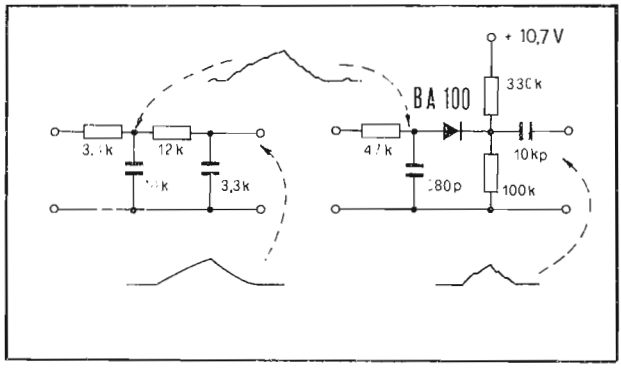


Fig. 7.8 - Doppia cella integratrice e dispositivo a soglia per il miglioramento del dislivello relativo

Un miglioramento del rapporto relativo può essere ottenuto disponendo una seconda cella in cascata oppure, meglio ancora, un dispositivo a soglia quale, ad esempio, un diodo al silicio (Fig. 7.8). L'impulso così ottenuto può essere inviato sulla base del transistor oscillatore verticale, per anticipare il suo passaggio alla conduzione.

Con l'impiego di circuiti a soglia, la separazione fra gli impulsi di quadro e quelli di riga è netta, anche per i rapporti di ampiezza più bassi. Questo permette di utilizzare circuiti integratori a costante di tempo più bassa (40 μs), con il vantaggio di avere impulsi di sincronismo verticale, all'uscita, con un fronte di salita più ripido e, quindi, una limitata incertezza nell'interlacciamento dell'immagine.

CAPITOLO VIII

Lo stadio di deflessione verticale

8.1 - Introduzione

Lo spostamento del punto luminoso sullo schermo del tubo a raggi catodici, in senso orizzontale ed in quello verticale, è assicurato da due circuiti che creano due campi magnetici, uno in direzione verticale e l'altro orizzontale, variabili linearmente nel tempo. La legge di variazione di questi campi è caratterizzata da una crescita lenta (*traccia*, in un tempo T_a), seguita da un ritorno rapido al valore iniziale (*ritraccia* o *fly-back*, in un tempo T_r), ed è detta a dente di sega (d.d.s.). Tali campi sono prodotti facendo circolare entro le bobine di deflessione una corrente che possiede, nel tempo, identico andamento (Fig. 8.1).

Per il circuito di deflessione verticale, il tempo totale ($T_a + T_r$) è di 20 ms, che corrisponde ad una frequenza verticale di 50 Hz.

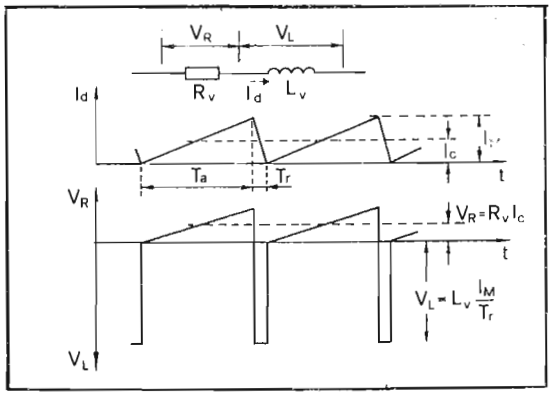


Fig. 8.1 - Andamenti della corrente e dente di sega e della tensione corrispondente ai capi della bobina di deflessione

Poichè la corrente attraversa una bobina di induttanza L_V e di resistenza R_V, avremo complessivamente ai suoi capi una tensione che risulterà la somma di quella resistiva (V_R) con quella induttiva (V_L):

$$V(t) = V_R(t) + V_L(t) = R_V\, I(t) + L_V \frac{dI}{dt}$$

Trattandosi di corrente variabile linearmente nel tempo, avremo:

$$\frac{dI}{dt} = \begin{cases} -\dfrac{I_M}{T_r} & \text{ritorno} \\[2ex] \dfrac{I_M}{T_a} & \text{andata} \end{cases}$$

e quindi V (t), trapezoidale, risulterà la somma di una tensione a dente di sega rappresentata da $V_R(t)$, con una rettangolare rappresentata da $V_L(t)$. La V (t) risulta perciò essere la differenza di potenziale presente ai capi della bobina di deflessione, quando questa è attraversata da una corrente a d.d.s. o, viceversa, sarà questa la tensione da applicare ai suoi capi perchè in essa circoli una corrente a d.d.s.

La Fig. 8.2 indica la schematizzazione a blocchi della sezione di deflessione verticale. Nei paragrafi successivi verranno studiati in dettaglio i diversi stadi.

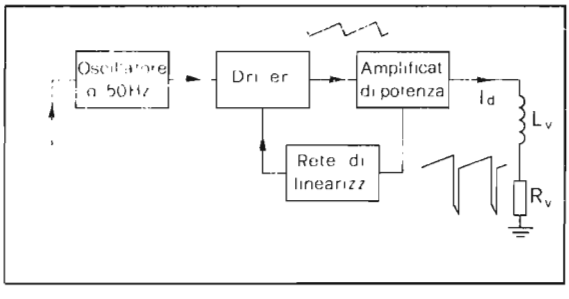


Fig. 8.2 - Schema a blocchi dello stadio di deflessione verticale

8.2 - Il generatore di tensione a dente di sega

Il generatore di tensione a d.d.s. è un *oscillatore a rilassamento* operante a 50 Hz, che può assumere la configurazione di un *oscillatore bloccato* o di un *multivibratore*. Gli impulsi prodotti pilotano un circuito RC nel quale il condensatore, caricandosi e scaricandosi su R, produce una *tensione a dente di sega*.

8.2.1 - Oscillatore bloccato

L'oscillatore bloccato è un circuito nel quale viene attuata una forte reazione positiva tra uscita e ingresso, con l'impiego di un trasformatore che possiede un adeguato rapporto spire. In questo circuito la resistenza totale vista dal trasformatore ai suoi capi deve essere tale che il circuito risonante, formatosi per la presenza delle capacità distribuite, sia sopra lo smorzamento critico. In questo modo le oscillazioni hanno una frequenza che dipende esclusivamente dalla costante di tempo del circuito di polarizzazione di base.

A seconda che il transistor sia connesso ad emettitore comune o a collettore comune, avremo le schematizzazioni di principio indicate in Fig. 8.3. In entrambi i circuiti, all'istante iniziale circola corrente di base, quindi di emettitore e di collettore.

La fase della tensione indotta al secondario è tale da risultare crescente al crescere della corrente primaria e viceversa. Nella fase iniziale, pertanto, si ha un rapido aumento della corrente al primario, che continua fino alla saturazione del transistor o del nucleo e ciò a causa della forte reazione positiva. Contemporaneamente il condensatore C viene a caricarsi con le polarità indicate in Fig. 8.3.

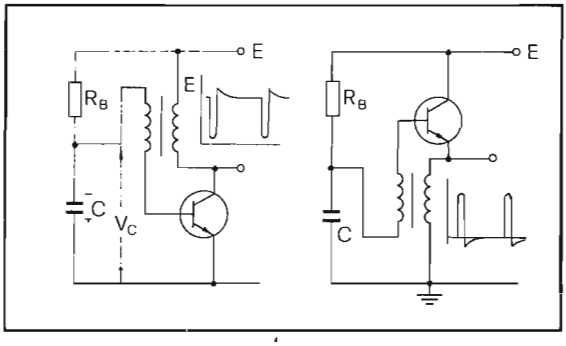


Fig. 8.3 - Schema di principio dell'oscillatore bloccato ad emettitore comune e a collettore comune

Al raggiungimento della saturazione, venendo a mancare il contributo del secondario del trasformatore, la corrente nel circuito di base si blocca e così si ha l'interdizione del transistor. Il condensatore C si scarica su R_B e, dopo un certo tempo, il transistor riprende a condurre, ripetendosi così il processo descritto. Il tempo di interdizione del transistor è principalmente determinato dalla tensione V_C e dalla costante di tempo $R_B \cdot C$.

Il circuito, visto dall'uscita, si comporta come un interruttore. Si può allora produrre una tensione a d.d.s. facendo caricare una capacità attraverso una resistenza, verso il valore della tensione d'alimentazione, e, successivamente, scaricarla per mezzo del transistor (Fig. 8.4). Risulta così disponibile, ai capi della capacità, una differenza di potenziale a dente di sega la cui linearità è soddisfacente solo se l'ampiezza risulta una frazione abbastanza piccola (circa il 10%) della tensio-

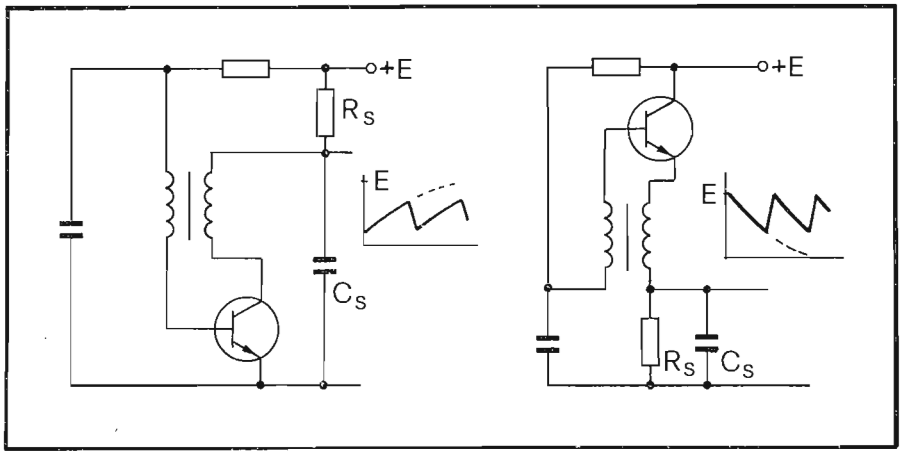


Fig. 8.4 - Uso dell'oscillatore bloccato come interruttore per la produzione di tensioni a dente di sega.

ne di alimentazione. Si ricordi, a tale proposito, che la curva di carica di un condensatore attraverso una resistenza è del tipo esponenziale e che solo la primissima parte può essere approssimata, con errore trascurabile, da una retta.

Nel circuito descritto la frequenza è regolata da R_B e l'ampiezza da R_S. Queste due regolazioni sono però interdipendenti. Un miglioramento può essere ottenuto accoppiando tra di loro il collettore del transistor ed il punto comune di R_S e C_S, attraverso un diodo, come indicato in Fig. 8.5A. In questo modo la R_S non agisce più direttamente come resistenza da carico del transistor, ma solo come resistenza di carica per C_S. Quando il transistor viene portato bruscamente in conduzione, trovandosi il diodo polarizzato direttamente, si ha la scarica rapida di C_S attraverso di esso. Nell'istante in cui quest'ultimo viene bloccato, il diodo risulta polarizzato inversamente e quindi C_S riprende a caricarsi attraverso R_S, verso la tensione di alimentazione.

8.2.2 - Multivibratore astabile

La produzione di una tensione a d.d.s., basata sul principio della carica di un condensatore attraverso una resistenza e della successiva scarica rapida attraverso un transistor portato in forte conduzione, può avvenire impiegando un multivibratore astabile. Questo circuito utilizza due transistors collegati tra di loro con reti RC, in modo da attuare una reazione positiva. Il periodo di conduzione dei due transistors è determinato dalla costante di tempo delle reti RC di accoppiamento. Se si fa in modo che un transistor conduca per il tempo di andata (circa 18 ms) e l'altro per il tempo di ritorno (circa 2 ms), è possibile caricare un condensatore durante la conduzione del primo e scaricarlo rapidamente durante la conduzione del secondo.

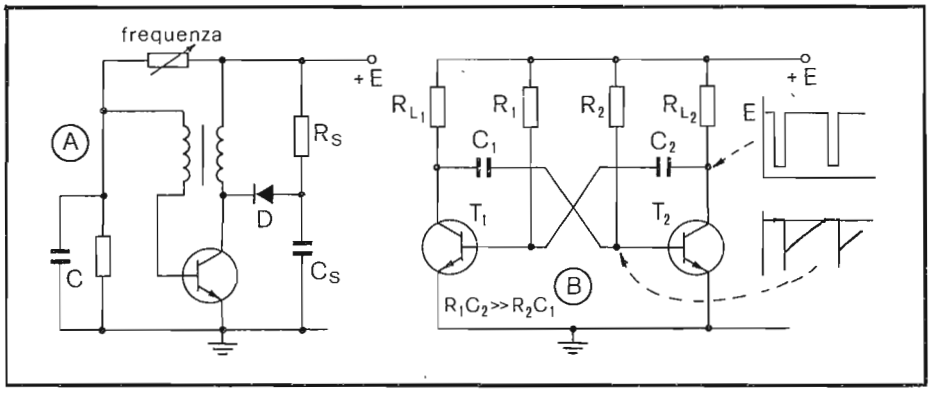


Fig. 8.5 - Oscillatore bloccato modificato per la produzione di tensioni a dente di sega (A) e schema di principio di un multivibratore astabile (B)

In Fig. 8.5B è riportato lo schema di principio di un multivibratore astabile. Analizziamone ora il funzionamento. Se il transistor T_2 inizia per primo a condurre, V_{C2} cala. Tale variazione viene riportata da C_2 sulla base di T_1, che risulta così interdetto. Questa situazione si capovolge quando C_2, che si sta caricando attraverso R_1 rende $V_{B1} \simeq 0.6$ V. Il transistor T_1 inizia allora a condurre e l'abbassamento della V_{C1}, portata in base di T_2 attraverso C_1, ne produce l'interdizione. La durata della conduzione dei due transistors è quindi determinata unicamente dalle costanti di tempo C_1-R_2 e C_2-R_1.

Se tra il collettore di T_2 e massa inseriamo un condensatore, quest'ultimo si caricherà, nella fase di interdizione del transistor, con legge esponenziale attraverso R_{L2}; poi si scaricherà rapidamente durante la conduzione. La tensione a dente di sega che così si ottiene viene inviata allo stadio pilota e, da questo, al finale.

Come già per i circuiti a valvole, anche per quelli a transistors, è possibile realizzare il multivibratore utilizzando il circuito finale. Con ciò si risparmia un transistor ed il circuito funziona ugualmente bene. La Fig. 8.6 riporta lo schema di principio di questo circuito. Le reti di reazione sono realizzate dagli elementi C_1 R_1 e C_2 R_2. Il primo gruppo è interposto tra il collettore di T_3 e la base di T_1, mentre il secondo forma l'onda a d.d.s. che da T_2 passa in T_3 e, quindi, alla bobina del giogo di deflessione verticale.

Esaminiamo ora il funzionamento del circuito riportato in Fig. 8.6. La conduzione iniziale di T_3 produce un abbassamento della V_{C3} che, riportato sulla base di T_1, tramite C_2-R_2, ne produce l'interdizione. La tensione V_{C1} si alza al valore di alimentazione, bloccando D; il condensatore C_1 si carica esponenzialmente attraverso R_1 e così I_{C2} e quindi I_{C3} avranno lo stesso andamento. Dopo un certo tempo, dipendente da C_2-R_2, il transistor T_1 riprende a condurre. La tensione V_{C1} si abbassa al valore di saturazione (circa 0.2 V) e fa condurre il diodo D, che produce la rapida scarica di C_1. Il transistor T_2 viene interdetto e così pure T_3. La I_d decresce così

con una velocità che dipende dal valore di induttanza e resistenza del giogo, sviluppando ai suoi capi una differenza di potenziale data dalla legge di Lenz (per un giogo di induttanza 70 mH ed un salto di corrente di 0.6 A, essa vale 30 V circa). Questo impulso positivo giunge sulla base di T_1, che viene portato in forte conduzione; contemporaneamente C_2 si carica con le polarità indicate in Fig. 8.6, avendo dovuto cedere cariche positive alla base di T_1. Quando l'impulso positivo in collettore si esaurisce, questa carica negativa produce l'interdizione di T_1 e quindi il ciclo riprende con la progressiva conduzione di T_2 e di T_3.

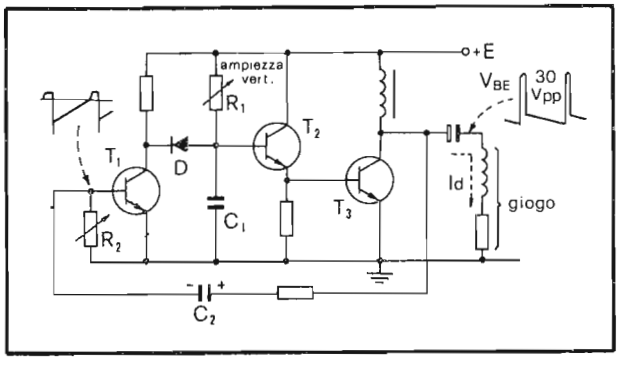


Fig. 8.6 - Oscillatore verticale a multivibratore utilizzante lo stadio finale

Le tensioni di alimentazione E usate nei ricevitori televisivi sono, in genere, superiori a 10 V. Nel multivibratore studiato, la tensione V_{BE}, che viene raggiunta nella fase di passaggio all'interdizione, è all'incirca dello stesso valore di E. Generalmente i transistors di commutazione di piccola potenza non tollerano tensioni inverse V_{BEO} superiori a 6 V. Per evitare la perforazione delle giunzioni base-emettitore si ricorre, allora, all'impiego di diodi di protezione disposti in serie ad esse.

Una soluzione alternativa, piuttosto diffusa, è rappresentata dal circuito di Fig. 8.7; in esso la V_{BE} massima inversa, raggiunta da T_2 in condizioni operative, è una frazione della tensione di alimentazione, determinata dal rapporto R_1/R_2. Per $R_1 = R_2$ tale valore risulta pari a E/2 e può risultare inferiore alla V_{BEO} inversa tollerata dal transistor. Questo circuito presenta inoltre il vantaggio che la frequenza di funzionamento non dipende dal valore della resistenza applicata tra la base di T_1 e massa: ciò permette di semplificare notevolmente il problema della sincronizzazione.

L'esame del funzionamento del circuito chiarirà le suddette affermazioni. All'istante iniziale il transistor T_2 è interdetto mentre T_1 conduce; la diminuzione di V_{C1} viene riportata sulla base di T_2 attraverso C_1 e ciò garantisce l'interdizione di quest'ultimo. Successivamente C_1 si scarica attraverso T_1 - R_4 - R_5, cosicché la V_{B2}

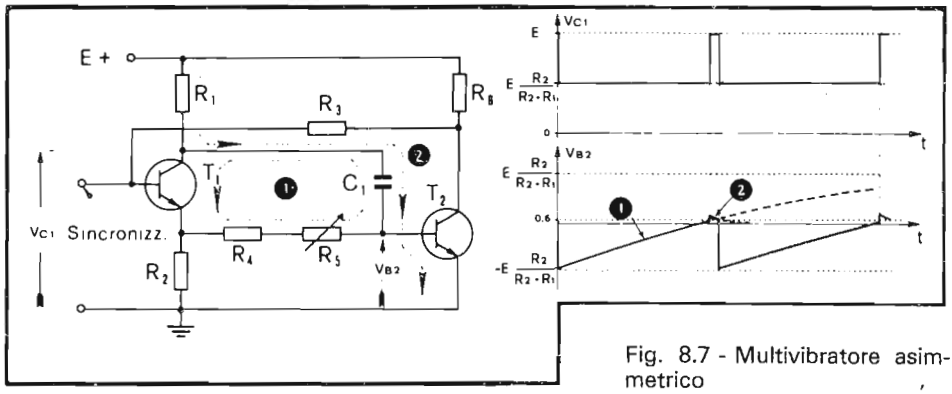


Fig. 8.7 - Multivibratore asimmetrico

tende a crescere fino a portarsi alla tensione presente su R_2. Non appena, però, viene superata la tensione di soglia (0.6 V), T_2 inizia a condurre. La diminuzione di V_{C2} blocca T_1 e C_1 porta sulla base di T_2 un guizzo positivo che ne rafforza la conduzione. Molto rapidamente C_1 si ricarica alla tensione di alimentazione e ciò produce l'interdizione progressiva di T_2. Il fenomeno è accelerato dalla reazione positiva presente nel circuito. Infatti, all'aumento di V_{C2} consegue quello di V_{B1} e, quindi, la conduzione di T_1. La riduzione di V_{C1}, portata sulla base di T_2 attraverso C_1, ne decreta l'interdizione.

8.2.3 - Oscillatore ad effetto Miller

Una tensione a dente di sega lineare può essere ottenuta caricando un condensatore con una corrente costante; in questo caso risulta infatti:

$$V_C(t) = \frac{q(t)}{C} = \frac{I\ t}{C}$$

cioè la tensione cresce proporzionalmente al tempo.

Un semplice circuito, che realizza abbastanza bene la condizione detta per quel che riguarda la corrente di carica, è l'integratore di Miller. In Fig. 8.8 vediamo lo schema di principio di questo circuito. La capacità C, posta tra collettore e base del transistor, per il teorema di Miller, può essere trasportata in parallelo all'ingresso, moltiplicata per il fattore $(1 + A_V)$, ove A_V rappresenta il guadagno di tensione dell'amplificatore. Poiché la V_{BE} del transistor è praticamente costante, ne segue che $I = E/R_B - V_{BE}/R_i \simeq$ cost., quindi il condensatore è caricato con corrente costante. La tensione d'uscita V_{CE} cala perciò con legge lineare a partire dal valore E. Nell'istante in cui l'interruttore S viene chiuso, il transistor risulta interdetto e, quindi, la sua V_{CE} risale al valore della tensione di alimentazione. In questo modo risulta possibile produrre una tensione a dente di sega con andamento pressocché lineare anche per escursioni prossime al valore di E.

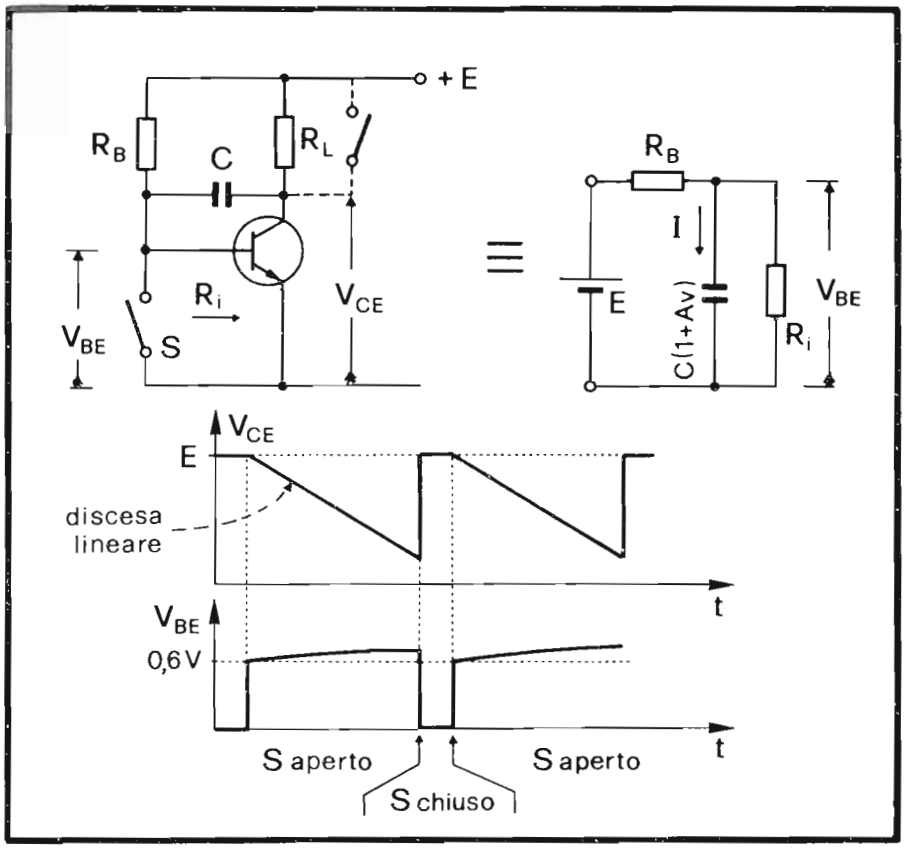


Fig. 8.8 - Principio di funzionamento dell'integratore di Miller e suo impiego per la produzione di rampe lineari.

Un altro modo per scaricare il condensatore consiste nel cortocircuitare R_L. Anche in questo caso V_{CE} sale al valore di E.

In Fig. 8.9 viene riportato uno schema pratico di un circuito completo che realizza quello che si chiama oscillatore ad effetto Miller. Il transistor T_1, del tipo n-p-n, è collegato come integratore di Miller; la tensione V_{CE} di T_1 è applicata alla base di T_2 attraverso il circuito R_4-C_2 a lunga costante di tempo. Il transistor T_2, che è normalmente interdetto, diviene improvvisamente conduttore quando la V_{BE2} supera il valore di soglia (0.6 volt per i transistors al silicio). La forte corrente di base di T_2 ne produce la saturazione, cosicchè V_{CE2} diviene dell'ordine di 0.2 V. In pratica, possiamo ritenere che il transistor T_2 cortocircuiti la R_2 e, quindi, riporti V_{CE1} ad un valore prossimo a quello E di batteria. L'innalzamento di V_{CE1} provoca un aumento della stessa entità per V_{BE2} e, quindi, l'interdizione di T_2. A questo punto il ciclo riprende con la diminuzione lineare di V_{CE1}, a partire dal valore E.

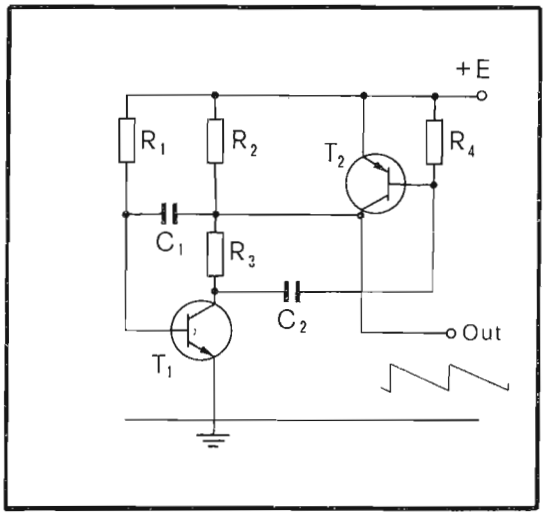


Fig. 8.9 - Oscillatore ad effetto Miller

8.2.4 - Oscillatore a transistor unigiunzione

Al paragrafo 1.11 si è parlato del *transistor unigiunzione* (UJT) e si sono indicate alcune possibili applicazioni di tale componente. La possibilità di produrre impulsi di bassa frequenza, con l'ausilio di pochi componenti passivi, e le caratteristiche di stabilità del UJT rendono questo dispositivo particolarmente adatto a funzionare come oscillatore di quadro.

Analizziamo il funzionamento di un oscillatore a UJT facendo riferimento alla Fig. 8.10. Il segnale, comprendente gli impulsi di sincronismo di riga e di quadro, viene fatto passare attraverso la doppia cella integratrice R_1-C_1 e R_2-C_2 e, quindi, inviato sulla base di T_1. In assenza di impulsi, tale transitor è interdetto, essendo $V_{BE} = 0$ V. Del segnale disponibile su C_2 solo l'impulso si sincronismo verticale è in grado di rendere conduttore T_1, anzi di saturarlo. In questa situazione la tensione sulla *base 2* del transistor unigiunzione si porta a circa 20 V, abbassando così il potenziale richiesto all'*emettitore* perchè T_2 divenga conduttore. La differenza tra la tensione presente sull'*emettitore* e quella presente sulla *base 2* è infatti sufficiente per rendere conduttore T_2; di conseguenza il condensatore C_4 si scarica rapidamente attraverso il diodo *emettitore-base 1* del transistor unigiunzione e la bobinetta L. Alla fine della scarica, la corrente di emettitore risulta inferiore a quella di tenuta (I_H) e, quindi, T_2 si blocca, presentando in parallelo a C_4 un'altissima resistenza. A partire da questo istante C_4 riprende a caricarsi, con legge esponenziale, attraverso la resistenza R_7. La regolazione di quest'ultima, in assenza di sincronizzazione, permette di stabilire la frequenza di oscillazione del circuito; quindi R_7 realizza il controllo di frequenza verticale.

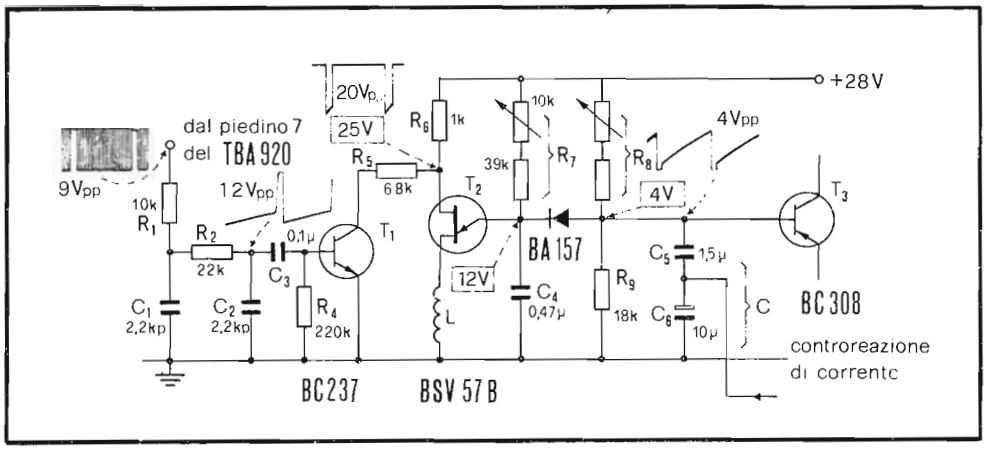


Fig. 8.10 - Oscillatore di quadro con transistor unigiunzione (Grundig).

La bobina L (5 mH) presenta un'alta reattanza nell'istante di commutazione del transistor T_2 e, quindi, la diminuzione di tensione presente in *base 1* viene portata quasi integralmente al contatto anodico del diodo di emettitore interno al transistor unigiunzione. In questo modo è possibile minimizzare il ritardo tra l'istante nel quale si presenta l'impulso di sincronismo di quadro e quello di scarica del condensatore C_4; con ciò si ottiene un ottimo *interlacciamento* tra semiquadri pari e dispari. La notevole stabilità termica del circuito oscillatore evita il ricorso a resistenze per la compensazione termica.

Sempre dalla tensione dell'alimentatore viene caricata la capacità C (formata dalla serie C_5-C_6) attraverso la resistenza R_8. La tensione di carica di questa capacità è ridotta rispetto a quella di C_4 dalla presenza del partitore di tensione R_8-R_9. Per questo motivo il diodo D risulterà, nell'intervallo di carica, interdetto. Solo quando T_2 diviene conduttore e provvede a scaricare C_4, si ha la conduzione del diodo e quindi la scarica di C. La tensione presente su quest'ultimo condensatore sarà caratterizzata da una carica lenta di tipo esponenziale, seguita da una rapida scarica. La regolazione di R_8 permette di variare la tensione verso la quale si carica C: allora, essendo determinato da R_7-C_4 il tempo di carica, modificando R_8 si varierà l'ampiezza della tensione raggiunta da C e quindi quella della deflessione verticale.

Il diodo ha, quindi, il compito di separare l'effetto delle regolazioni di frequenza e ampiezza che risultano così indipendenti.

Nel punto comune della capacità C_5-C_6 perviene una corrente dallo stadio finale con lo scopo di linearizzare l'andamento della tensione risultante sulla capacità totale C.

8.2.5 - Oscillatore a transistor unigiunzione programmabile

La struttura ed il funzionamento del *transistor unigiunzione programmabile* (PUT) sono stati descritti nel paragrafo 1.21. Anche questo dispositivo si adatta molto bene ad equipaggiare lo stadio oscillatore di deflessione verticale. La disponibilità di due elettrodi di controllo conferisce al dispositivo un'elasticità di impiego ed una semplicità circuitale che sono confrontabili solo con quelle del transistor unigiunzione. Per altro, come si è già visto nel primo capitolo, il PUT presenta marcati vantaggi rispetto all'UJT.

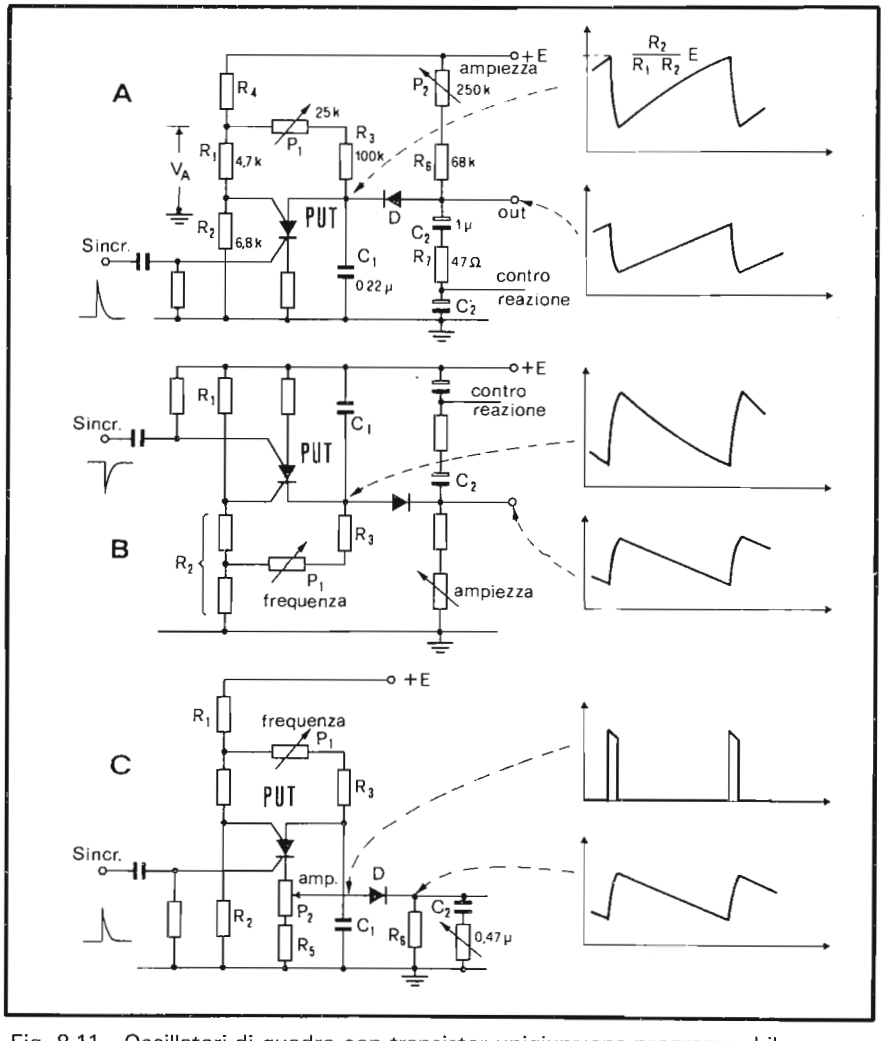


Fig. 8.11 - Oscillatori di quadro con transistor unigiunzione programmabile.

La Fig. 8.11 riporta tre esempi di montaggio del PUT come oscillatore verticale sincronizzabile, unitamente alle forme d'onda caratteristiche.

Nel circuito A il condensatore C_1 viene caricato a velocità regolabile attraverso R_3 e P_1. Quando la tensione su C_1 raggiunge il valore di soglia, fissato dal partitore R_1-R_2, questo condensatore viene scaricato rapidamente dal PUT, divenuto conduttore, ed il processo riprende dall'inizio. Essendo la tensione di carica di C_1 e quella di soglia dell'innesco del PUT proporzionali, ne segue che la frequenza è praticamente indipendente dalla temperatura e dalla tensione continua di alimentazione. Pertanto, un impulso di breve durata sovrapposto alla tensione di alimentazione o iniettato sul partitore di tensione, agisce in modo istantaneo sul valore di soglia e anticipa così l'istante di passaggio alla conduzione del PUT. Questo metodo costituisce un primo procedimento di sincronizzazione.

Un metodo alternativo preferibile e più semplice, consiste nell'utilizzazione dell' elettrodo di comando supplementare G1 (*gate catodico*).

La tensione a dente di sega presente su C_1 è utilizzabile direttamente per pilotare un amplificatore di deviazione verticale ad alta impedenza d'entrata.

Nel montaggio A risulta preferibile separare le funzioni di oscillatore e formatore della tensione a dente di sega, facendo seguire l'oscillatore a PUT descritto da un diodo separatore D e dalla rete integratrice P_2-R_6-C_2, formatrice del dente di sega. In questo modo è possibile raggiungere la richiesta linearità della tensione di pilotaggio del successivo amplificatore, ricorrendo ad un'opportuna controreazione di corrente (R_7-C'_2), senza disturbare peraltro il funzionamento dell'oscillatore a PUT.

Nel montaggio B il *gate anodico* viene utilizzato per la sincronizzazione. Un impulso negativo, di ampiezza sufficiente, è in grado di rendere conduttore il PUT. Questa soluzione è simmetrica rispetto alla precedente e così pure lo sono le forme d'onde caratteristiche. Il *gate catodico* è portato ad un potenziale positivo rispetto a massa dal partitore R_1-R_2. La conduzione del PUT avverrà quando il potenziale del catodo, partendo dal valore della tensione di alimentazione, si sarà portato poco al di sotto del potenziale di gate catodico. Ciò accadrà nella fase di carica di C_1 attraverso la serie P_1-R_3. Anche in questo caso l'istante di passaggio del PUT alla conduzione potrà essere anticipato per la presenza dell'impulso di sincronizzazione. Tale situazione sarà possibile solo quando al frequenza naturale di oscillazione risulterà inferiore a quella di deflessione di quadro (50 Hz). Modificando la velocità di carica di C_2 è possibile variare il valore della tensione massima raggiunta ai suoi capi e, quindi, regolare l'ampiezza dell'immagine in senso verticale.

Come nel caso precedente è prevista una controreazione che riporta, in fase opposta, una corrente di carica di forma parabolica, prelevata dallo stadio finale, in grado di modificare la linearità della tensione a dente di sega presente su C_2.

Un terzo circuito, alternativo ai precedenti, è riportato in Fig. 8.11C. Qui il PUT oscilla nello stesso modo del caso A; la capacità d'integrazione C_2 è però caricata rapidamente ad un valore positivo dalla corrente del PUT e scaricata lentamente verso massa attraverso R_6 e la resistenza d'ingresso dello stadio amplificatore di deviazione verticale. Questa soluzione fornisce un tempo di ritorno più lungo dei precedenti soprattutto se, per un basso valore della resistenza d'entrata, si è costretti a scegliere per C_2 valori alti. D'altra parte, essa si presta bene ad un accoppiamento in continua con l'amplificatore, come nel circuito di Fig. 8.18 che riporta lo schema completo di uno stadio di deflessione verticale.

8.3 - Lo stadio di accoppiamento

Lo stadio di accoppiamento impiega un transistor di media potenza, collegato a collettore comune, che ha la funzione di separare l'oscillatore verticale dall'amplificatore di potenza. In genere è accoppiato direttamente con lo stadio finale. Se il transistor finale è di tipo p-n-p, conviene scegliere per il pilota un transistor n-p-n, assicurando così una migliore stabilità termica dell'intero circuito di potenza. Un aumento di temperatura, infatti, produce un aumento di corrente nello stadio pilota e, quindi, una diminuzione in quella del finale che contrasta con la tendenza all'aumento, causata dalla variazione di temperatura. Il contrario accadrebbe, se i transistors pilota e finale fossero dello stesso tipo.

8.4 - Lo stadio finale

Come si è già detto all'inizio del capitolo, l'impedenza della bobina di deflessione, che costituisce il carico dello stadio finale, può essere considerata puramente resistiva durante l'andata e puramente induttiva durante il ritorno di quadro. Il

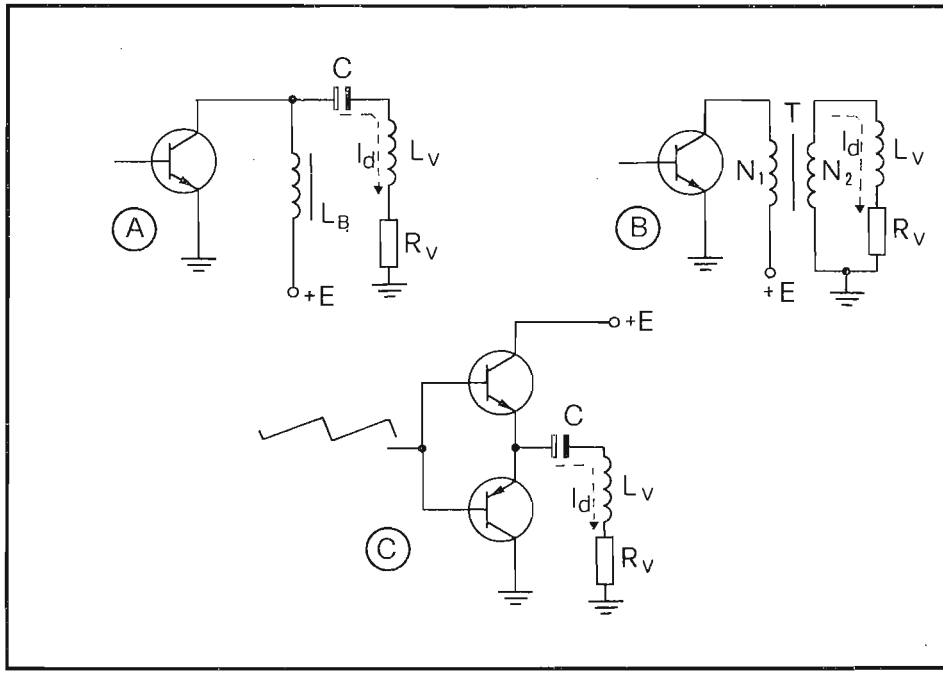


Fig. 8.12 - Possibili accoppiamenti con la bobina del giogo verticale.

circuito finale, nella fase di andata, si comporta quindi come un comune amplificatore di BF con carico resistivo; esso può essere equipaggiato con un transistor funzionante in classe A oppure con due transistors complementari funzionanti in classe AB.

I diversi modi di realizzare l'accoppiamento con la bobina del giogo sono riportati in Fig. 8.12. In A il collettore è collegato alla bobina del giogo attraverso un condensatore di accoppiamento di valore elevato (1000 μF), che impedisce il passaggio della componente continua. La componente a dente di sega viene bloccata da L_B e convogliata attraverso C alla bobina del giogo di deflessione. Tale soluzione è piuttosto semplice e si adatta a bobine con una R_V di qualche decina di ohm. Per valori di R_V più bassi è da preferire la soluzione B; in questo caso l'accoppiamento è a trasformatore e quindi si possono ottenere alti valori di corrente di deflessione a partire da correnti di collettore di minore intensità, scegliendo opportunamente il rapporto spire N_1/N_2. Il rendimento teorico massimo ottenibile con questi due circuiti è del 33%.

Rendimenti maggiori si raggiungono facendo operare lo stadio finale in classe AB. E' il caso dell'esempio C di Fig. 8.12 che ricalca perfettamente lo schema dell'amplificatore audio a simmetria complementare, di cui si è trattato nel capitolo VI. Questo circuito possiede un rendimento teorico massimo del 66.7% e rappresenta la soluzione oggi preferita dai costruttori.

Nei circuiti A e B di Fig. 8.12, il transistor, durante il ritorno, viene portato rapidamente all'interdizione, riducendo a zero la sua V_{BE}. Contemporaneamente, ma in modo più lento, si ha l'annullamento della I_d. In questa fase la V_{CE} cresce al di sopra della tensione di alimentazione in seguito alla sovratensione che si sviluppa su L_V per effetto della autoinduzione. L'aggiunta di una VDR (*voltage depended resistor*) in parallelo al giogo limita l'ampiezza della sovratensione contenendo la V_{CE} al di sotto del valore di rottura del transistor. L'ampiezza di tale sovratensione ha un valore superiore a quello minimo $V_M = L\, I_{CM} / T_r$ raggiunto solo nel caso di andamento perfettamente lineare nella fase di ritraccia, giacchè in questa fase tale andamento si scosta sensibilmente da quello lineare.

Per evitare che la giunzione base-collettore si alteri in modo permanente, l'ampiezza della sovratensione non deve superare il valore V_{CER} (tensione di rottura collettore-emettitore con base chiusa sulla resistenza R). A tal fine vengono aggiunti al circuito delgi elementi in grado di limitare il picco di sovratensione. Questi elementi non devono, in ogni caso, allungare il tempo di diminuzione della corrente oltre quello prestabilito per il ritorno di quadro (2 ms).

I circuiti più usati sono quelli indicati in Fig. 8.13. Nel primo caso il diodo entra in conduzione durante il ritorno (quando la tensione al suo catodo diviene negativa rispetto a massa) e carica il condensatore C con le polarità indicate in figura. La carica raggiunge il valore massimo durante la ritraccia quando ai capi di L_V si forma la sovratensione negativa. La quantità di energia trasferita da L_V a C attraverso il diodo limita il valore della sovratensione. Nella fase seguente C si scarica su R, predisponendosi così per il nuovo trasferimento di energia, che avverrà alla successiva ritraccia verticale.

Nei circuiti più recenti è diffusa l'applicazione di resistenze non lineari, VDR, collegate in parallelo alle bobine del giogo o all'induttanza di blocco. In questo dispositivi la resistenza decresce all'aumentare della tensione applicata come risulta dalla

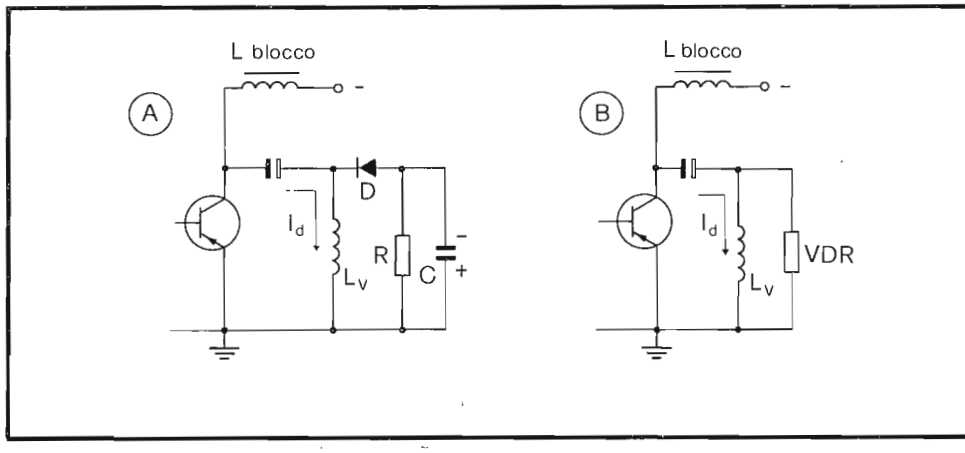


Fig. 8.13 - Soluzioni a diodo e a VDR, per contenere l'ampiezza dell'impulso di ritorno verticale.

caratteristica I-V riportata in Fig. 8.14. Il loro effetto si fa perciò sentire solo in presenza della sovratensione e, in questa fase, assorbono una porzione consistente dell'energia in gioco, sottraendola all'induttanza di deflessione. Il risultato è, quindi, una limitazione del valore massimo della sovratensione.

Quanto detto sopra si riferisce particolarmente a transistors di passata produzione, in quanto possedevano una tensione di rottura di 30-50 V. I transistors di recente costruzione, invece, possiedono una tensione di break-down V_{CEO} di 80-100 V, sufficientemente elevata da non richiedere quindi l'uso di dispositivi limitatori del tipo descritto.

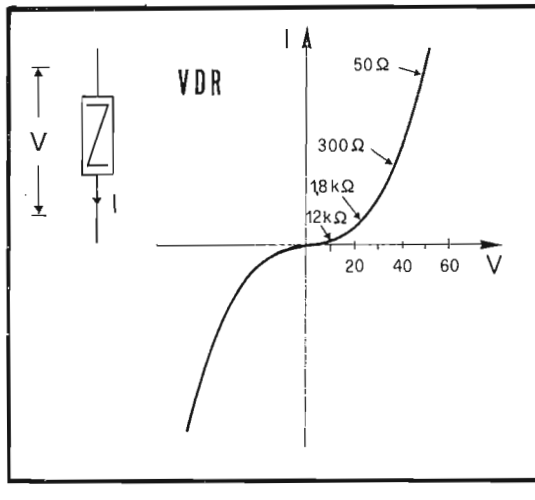


Fig. 8.14 - Caratteristica V-I di una VDR utilizzata negli stadi di deviazione verticale per smorzare l'ampiezza degli impulsi di ritorno

8.5 - Dispositivi di linearizzazione

Se le righe orizzontali sullo schermo del cinescopio non appaiono equispaziate, diciamo che l'immagine è non lineare in senso verticale. Le cause della distorsione di linearità della deflessione verticale possono derivare dall'andamento della corrente a d.d.s. e dalla curvatura del cinescopio. Nel primo caso risulta opportuna la presenza di circuiti elettrici di correzione regolabili; nel secondo è sufficiente sovrapporre una correzione ad *esse* al segnale a dente di sega, per compensare la limitata curvatura dello schermo. In effetti le bobine di deflessione sarebbero alla stessa distanza da tutti i punti dello schermo solo se questo fosse sferico. Poichè i tubi moderni hanno la faccia anteriore sensibilmente piana, è indispensabile correggere la corrente a dente di sega in modo che la deflessione risulti più veloce al centro e più lenta alle estremità.

Il dispositivo di linearizzazione può essere:

- una rete di correzione che modifica la tensione di pilotaggio del transistor finale, aggiungendo a quella preesistente una tensione con curvatura opportuna, così da ottenere una deflessione lineare;
- una controreazione selettiva che, modificando la risposta in frequenza dell'amplificatore, produce lo stesso risultato.

In entrambi i casi si fa uso di potenziometri che dosano l'entità della linearizzazione, in modo da compensare le tolleranze di fabbricazione.

8.6 - Esempi di circuiti di deflessione verticale

In Fig. 8.15 è riportato lo schema di un circuito di deflessione utilizzante tre transistors con funzioni, rispettivamente, di oscillatore bloccato, pilota e finale. Il funzionamento del circuito oscillatore è stato descritto al paragrafo 8.2.1. La frequenza di oscillazione è determinata dal valore della capacità da 2.2 kpF e dalla tensione presente sul cursore del potenziometro da 10 kohm. Il diodo D_1 conduce, durante l'interdizione di T_1, ed evita che la tensione di collettore superi quella di break-down. Al collettore di T_1 pervengono, attraverso D_2, gli impulsi di sincronismo negativi, che ne anticipano l'interdizione, agganciando la frequenza di funzionamento a quella delgi stessi impulsi. La conduzione di T_1 provoca la scarica di C_3 che, nel frattempo, si era caricato con legge esponenziale attraverso R_6 R_7 R_8 R_9; R_9 regola perciò l'ampiezza della deflessione verticale. La tensione a d.d.s. quasi lineare, che risulta presente su C, pilota T_2, collegato a collettore comune. La corrente di emettitore di T_2, iniettata nella base di T_3, regola la corrente di collettore di quest'ultimo e quindi, attraverso il trasformatore di uscita, quella di deflessione. Nella fase di scarica di C_3 si ha l'interdizione di T_2 e T_3 e, quindi, la ritraccia verticale. La sovratensione presente al primario del trasformatore è limitata in ampiezza dalla VDR.

Per milgiorare la linearità della deflessione si preleva ai capi di L_V una tensione trapezoidale, che viene integrata da R_{10} e C_4, assumendo così una forma all'incirca parabolica, e la si invia su C_3. La somma di una tensione esponenziale con una parabolica fornisce la voluta linearizzazione. Per dosare opportunamente l'ampiezza della tensione correttiva viene usato il potenziometro R_5.

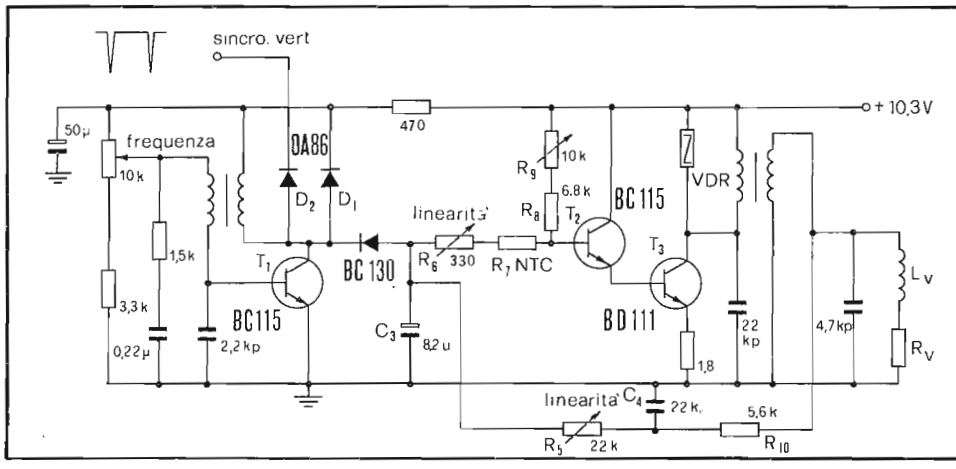


Fig. 8.15 - Sezione di deflessione verticale con oscillatore bloccato (Westinghouse).

Nello schema di Fig. 8.16 i transistors sono quattro. T_1 e T_2 formano un multivibratore asimmetrico, che comanda la scarica della capacità formatrice della tensione a dente di sega, realizzata dalla serie di C_2 e C_3. Tale tensione pilota il transistor T_3 a collettore comune che, a sua volta, comanda il transistor finale T_4. La tensione esponenziale presente sulla serie C_2-C_3 viene corretta con la sovrapposizione di

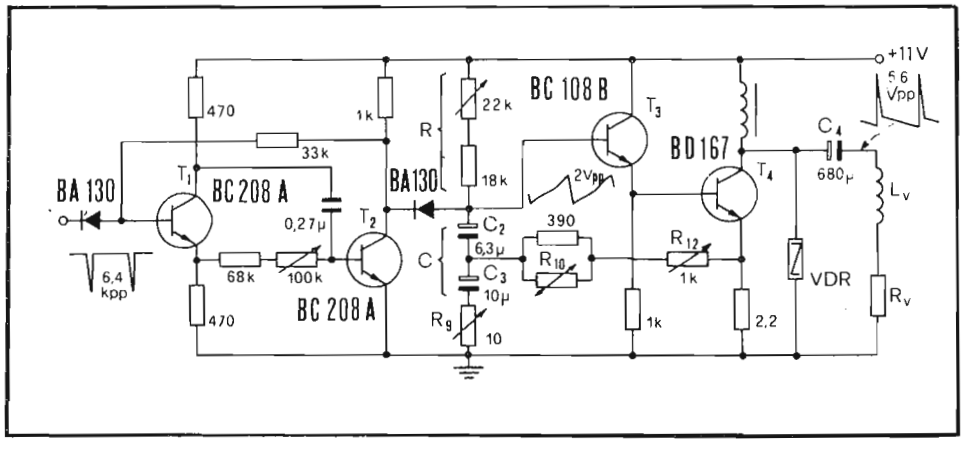


Fig. 8.16 - Sezione di deflessione verticale a multivibratore asimmetrico (CGE).

quella in arrivo dall'emettitore di T_4, preventivamente integrata da R_{10} R_{12} C_3 ed R_9. La modifica della costante di tempo di questa rete, tramite R_{12}, permette la regolazione della linearità verticale.

La modificazione della piccola resistenza R_9 in serie a C_3 varia lo sfasamento tra la tensione a d.d.s. e la componente parabolica di correzione. Ciò produce un'alterazione della parte superiore dell'onda risultante e quindi R_9 comanda soltanto la linearità superiore.

Lo stadio finale è accoppiato alla bobina del giogo di deflessione attraverso la capacità C_4 da 680 μF, mentre l'induttanza posta in collettore impedisce, come si è detto, il passaggio delle componenti alternate verso l'alimentatore convogliandole, invece, attraverso C_4 in L_V. Questa soluzione presenta l'indiscutibile vantaggio di richiedere dall'alimentatore solo una corrente continua. Viene così evitata la propagazione, attraverso lo stadio alimentatore, di segnali a frequenza di quadro che potrebbero alterare il funzionamento di altri stadi del ricevitore.

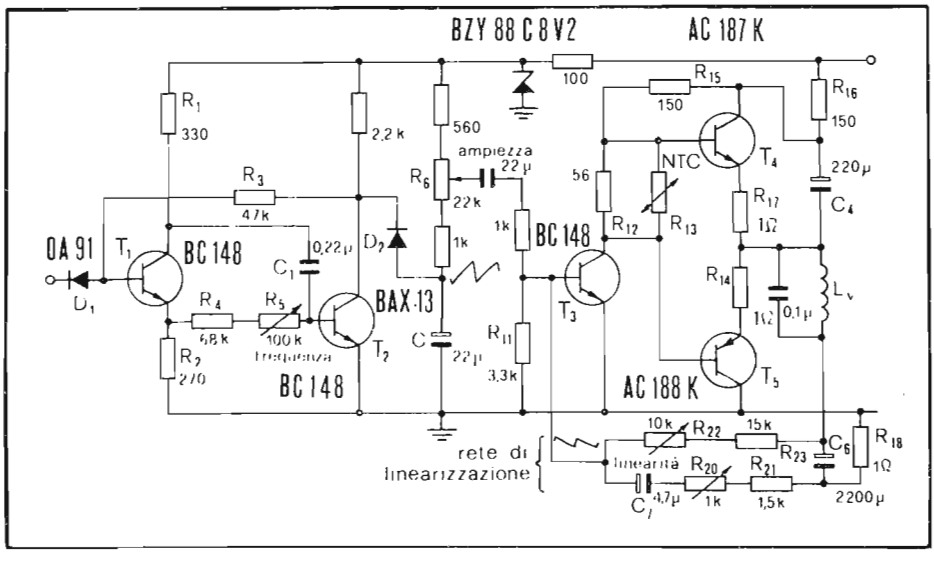


Fig. 8.17 - Sezione di deflessione verticale a multivibratore asimmetrico e con stadio d'uscita a simmetria complementare (Autovox).

In Fig. 8.17 è riportato lo schema di un circuito di deflessione che fa uso di cinque transistors. T_1 e T_2 realizzano, come nello schema precedente, il multivibratore asimmetrico, che ha il compito di scaricare la capacità C formatrice della tensione a d.d.s.. T_3 è il transistor pilota ad emettitore comune e T_4-T_5 la coppia di transistors complementari che realizzano lo stadio di potenza.

Quando D_2 conduce (e ciò accade durante la conduzione di T_2) C_2 si scarica: si ha così il ritorno del dente di sega. Una parte della tensione a d.d.s. viene prelevata su R_8 (comando di ampiezza) e inviata alla base di T_3. Questo transistor è polarizzato attraverso R_{22} R_{23} ed L_V, il che garantisce una controreazione in continua.

Il collettore di T_3 è collegato alle basi della coppia complementare T_4-T_5, attraverso R_{12} R_{13} che servono ad evitare la *distorsione di cross-over*. Il condensatore C_4 produce l'*effetto boot-strap*, utile per aumentare il pilotaggio della coppia finale. Il carico L_V è collegato al punto comune delle due resistenze d'emettitore, R_{17} R_{18}, e separato per le componenti continue da C_6.

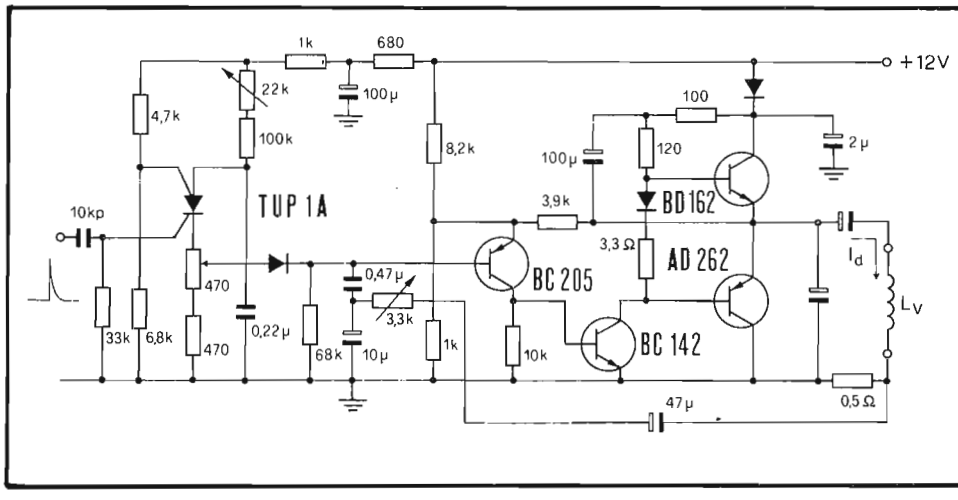


Fig. 8.18 - Sezione di deviazione verticale che impiega un oscillatore a PUT ed uno stadio finale a simmetria complementare.

La corrente di deflessione attraversa pure la resistenza R_{18} ai capi della quale sviluppa una tensione a d.d.s., di fase opposta a quella già presente sulla base di T_3, leggermente differenziata da C_7 e R_{20} R_{21} R_{11}. La sovrapposizione permette di compensare la convessità propria della legge esponenziale. L'entità di questa compensazione può essere controllata da R_{20} che, pertanto, agisce come regolatore di linearità verticale.

Infine, lo schema di Fig. 8.18 si riferisce ad uno stadio di deflessione verticale che fa uso di un PUT come oscillatore e di una coppia complementare come stadio finale.

8.7 - La sezione di deflessione verticale integrata

Anche la sezione di deflessione verticale può essere realizzata facendo ricorso a circuiti integrati. Da alcuni anni sono utilizzati circuiti che comprendono le funzioni di oscillatore verticale, generatore di dente di sega e pilota.

La disponibilità di circuiti amplificatori di BF integrati ha permesso, successivamente, l'integrazione dello stadio finale di deflessione verticale: ciò perchè, in base a quanto detto al paragrafo 8.4, questo stadio ha caratteristiche molto simili a quelle richieste all'amplificatore di potenza BF. Più recentemente, sono stati introdotti circuiti che contengono, su un'unica piastrina di silicio, l'intera sezione di deflessione (generatore di d.d.s., correttore di linearità, driver e stadio finale).

Nel seguito verranno passati in rassegna alcuni circuiti che realizzano le soluzioni descritte.

8.7.1 - Lo stadio di uscita verticale equipaggiato con stadio integrato di BF

L'ampia disponibilità di circuiti audio integrati in grado di fornire potenze fino a 2 watt e correnti di 1-1.5 A permette di realizzare in modo semplice e compatto lo stadio di uscita verticale di qualunque televisore commerciale (6''-24'', 90°-110°). Questo amplificatori, che operano in classe B, hanno il vantaggio di evitare sia l'induttanza di blocco che il trasformatore ed, inoltre, richiedono una modesta corrente di alimentazione. L'uso di una *controreazione di corrente* (riporto all'ingresso di un segnale di reazione negativa proporzionale alla corrente che attraversa il giogo) rende la corrente di deflessione praticamente indipendente dalle fluttuazioni della tensione di alimentazione e dalla variazione della temperatura ambiente; per questo motivo non è richiesto l'inserimento di un NTC (*termistore* a coefficiente di temperatura negativo) in serie al giogo.

La Fig. 8.19 rappresenta la sezione di delfessione verticale realizzata con l'uso di un multivibratore del tipo descritto al paragrafo 8.2.2 e del circuito integrato amplificatore di BF TBA 800 (descritto al paragrafo 6.7.3).

La tensione a dente di sega, presente sulla serie C_4-C_5, viene applicata all'ingresso non invertente dell'amplificatore integrato (piedino 8). La corrente d'uscita, che ha lo stesso andamento, viene inviata al giogo per mezzo del condensatore di accoppiamento C_{12}, attraverso T_3 durante la semionda positiva e D_3 durante quella negativa. Viene usata la configurazione boot-strap (C_9) per aumentare l'escursione dinamica della tensione d'uscita e, quindi, il valore massimo della corrente di deflessione.

La reazione di corrente viene attuata prelevando il segnale presente su R_{17} (1 ohm), in serie al giogo, e inviandolo all'ingresso invertente (piedino 6) dell'integrato per mezzo di R_{16} e C_{11}. La caduta di tensione ai capi di C_{11} determina la curvatura della rampa di corrente: minore è la capacità, maggiore risulta la curvatura. La correzione introdotta da C_{11} viene regolata da P_3, che, quindi, realizza il controllo di *linearità verticale.*

Nel caso di ricevitori a grande schermo si richiedono gioghi di deflessione a bassa impedenza, al fine di garantire la richiesta corrente, con tensioni di alimentazio-

ne di valore usuale. Ciò costringerebbe, però, a dissipare un'energia rilevante, durante i ritorni di quadro, la quale potrebbe risultare eccessiva per il circuito integrato e, allo stesso tempo, il ritorno verticale risulterebbe prolungato eccessivamente. Si può ovviare a tali inconvenienti separando il circuito integrato dal giogo durante la fase di ritorno, per mezzo della rete formata da T_3, D_3 ed R_{13}. Durante la ritraccia della tensione a d.d.s. di pilotaggio si ha l'interdizione di T_3 e di D_3 e quindi il giogo è isolato dal resto del circuito. In questo modo l'energia magnetica accumulata durante l'andata viene trasferita integralmente a C_{13} e ciò si manifesta per

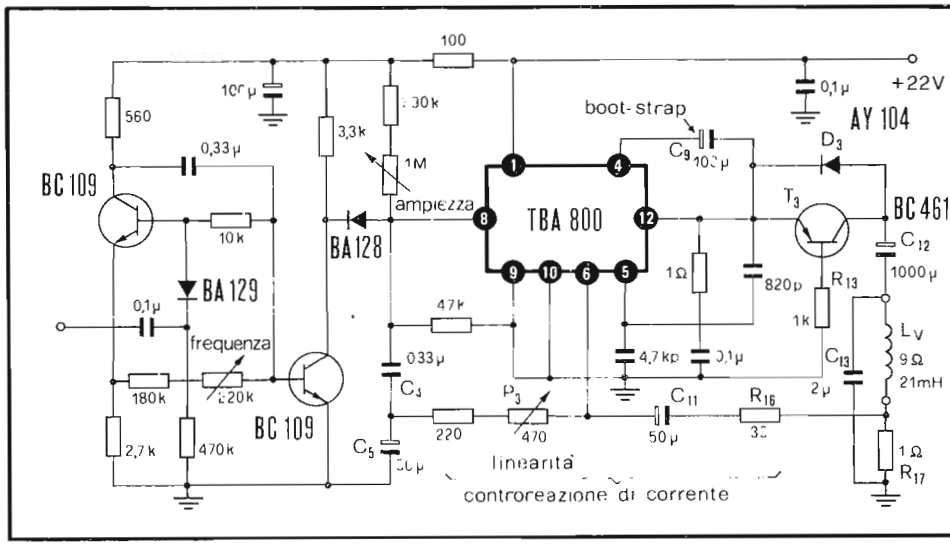


Fig. 8.19 - Sezione di deviazione verticale che fa uso dell'amplificatore di BF integrato TBA 800 come stadio d'uscita, separato dal giogo durante i ritorni per contenere la dissipazione.

mezzo di una *sovratensione* negativa di forma sinusoidale. La durata del ritorno è così determinata solamente dalla frequenza di risonanza del circuito oscillante formato dall'induttanza del giogo (21 mH) e dalla capacità C_{13} (2 μF). Nell'istante in cui la sovratensione ha esaurito circa mezzo periodo, la corrente di deflessione ha raggiunto il valore massimo negativo e riprende a salire attraversando ora il diodo D_3.

Con l'artificio descritto la potenza dissipata nel circuito integrato scende da 3 watt (in assenza del diodo e del transistor) a 2.2 watt.

8.7.2 - Il TDA 1044

Il TDA 1044 è un circuito integrato monolitico al silicio che contiene tutti gli stadi componenti la sezione di deflessione verticale di un televisore b/n a 110°. La corrente di uscita massima (2 App) è di valore tale da permettere il collegamento di qualunque unità di deflessione, usata con circuiti a componenti discreti.

Con l'aiuto della Fig. 8.20 passiamo a descrivere il funzionamento del TDA 1044.

Gli impulsi di sincronismo verticale arrivano al terminale 8, provenienti dal circuito elaboratore di sincronismi, e vanno a sincronizzare il generatore a dente di sega. Quest'ultimo, alimentato in modo autonomo dal piedino 12, accetta impulsi positivi o negativi. Variando la tensione di alimentazione è possibile regolare l'ampiezza della tensione a d.d.s. (*controllo di ampiezza*). La frequenza del segnale è determinata dal valore della capacità C, collegata tra il piedino 10 e massa, e da quello della resistenza connessa tra 11 e massa (*regolazione della frequenza*).

Il dente di sega generato subisce una deformazione ad *esse* necessaria, come si è detto altrove, per correggere la non sfericità dello schermo del tubo a raggi catodici. Il grado di distorsione è determinato dalla coppia di resistenze collegate tra il

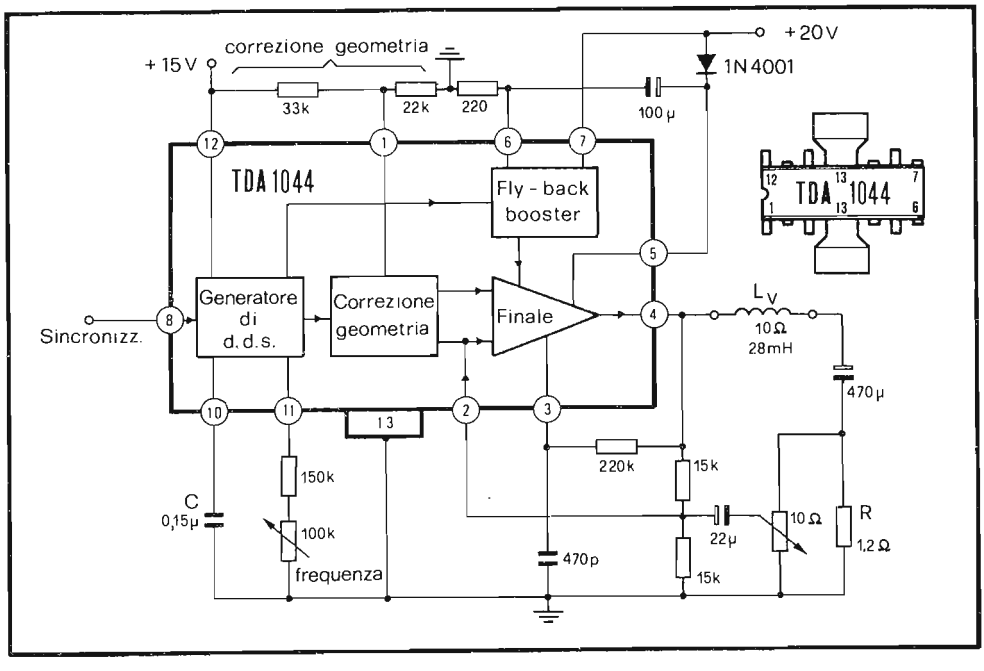


Fig. 8.20 - Schema a blocchi e d'impiego del circuito integrato TDA 1044 nella sezione di deflessione verticale, con il dispositivo *fly-back booster* per l'alimentazione con tensione rialzata durante i ritorni.

piedino 1 e 12 e massa rispettivamente. La simmetria della correzione è determinata dal rapporto tra i valori delle resistenze; perciò, collegando un potenziometro tra il piedino 1 e massa, si realizza il *controllo di linearità*.

Veniamo ora allo stadio finale che è realizzato con un amplificatore di potenza operante in classe B. Una reazione di corrente preleva su R una tensione proporzionale alla corrente di deflessione e la invia all'ingresso invertente dell'amplificatore di potenza (piedino 2). In questo modo l'ampiezza della deflessione verticale è insensibile alla variazione della tensione di alimentazione e della temperatura.

Allo stadio finale è associato un circuito (*recuperatore di ritorno*) che ha la funzione di contenere, a valori tollerabili (2 watt), la dissipazione dello stadio finale.

Si è visto all'inizio del capitolo, che la tensione presente ai capi del giogo di deflessione, quando esso risulta attraversato dalla corrente a dente di sega, è di forma trapezoidale e presenta una rilevante ampiezza durante i ritorni.

Se il circuito di potenza dovesse controllare la deflessione sia durante la traccia che durante la ritraccia, dovrebbe essere alimentato con una tensione almeno pari all'ampiezza picco-picco di quella presente ai capi del giogo. In questa situazione l'eccesso di tensione disponibile durante l'andata verrebbe a cadere ai capi dei transistors finali che, così, dovrebbero dissipare una potenza rilevante. Un'alternativa al metodo di funzionamento descritto consiste nell'alimentare a bassa tensione i finali durante l'andata (riducendo al minimo la dissipazione) e fornendo loro, durante i ritorni, la maggior tensione richiesta dal giogo. Il circuito che ha il compito di innalzare l'alimentazione durante i ritorni di quadro è detto recuperatore di ritorno (*fly-back booster*).

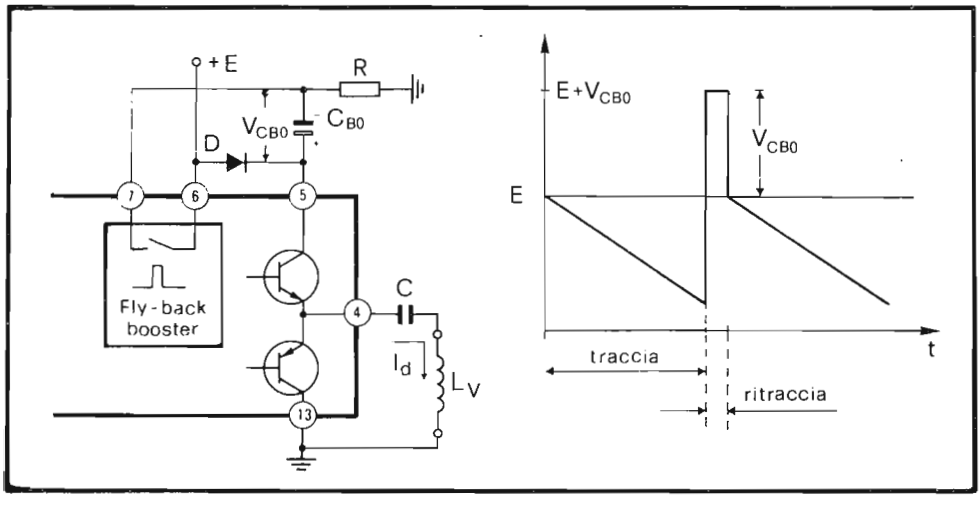


Fig. 8.21 - Principio di funzionamento del circuito recuperatore dei ritorni (fly-back booster).

Il funzionamento del recuperatore di ritorno può essere compreso facilmente con l'aiuto della Fig. 8.21. Durante l'andata la tensione applicata ai finali è pari a quella di alimentazione e giunge ad essi attraverso il diodo D conduttore. In questa fase C_{BO} si carica, attraverso R, ad un valore V_{CBO} prossimo a quello di alimentazione; nello stesso periodo il circuito *fly-back booster* è inattivo. Nella fase di ritraccia, invece, quest'ultimo viene attivato e il suo effetto è di cortocircuitare i terminali 6 e 7; in tal modo la tensione presente tra il piedino 5 e massa viene ad essere la somma della tensione di alimentazione (E) con quella presente su C_{BO} (V_{CBO}). Il diodo, in questa fase, risulta polarizzato inversamente e quindi interdetto. Lo stadi finale viene ora alimentato con la tensione rialzata del valore richiesto per pilotare il ritorno di quadro. Alla fine del ritorno, il ciclo riprende daccapo con un'alimentazione normale di valore E.

8.7.3 - Il TDA 1170

Il TDA 1170 è un circuito integrato monolitico al silicio, in contenitore plastico del tipo quad-in-line, dotato di due alette di raffreddamento per l'accoppiamento termico al radiatore esterno. Esso contiene tutti gli stadi che costituiscono la sezione di deflessione verticale e cioè: l'oscillatore, il generatore di rampa (per la produ-

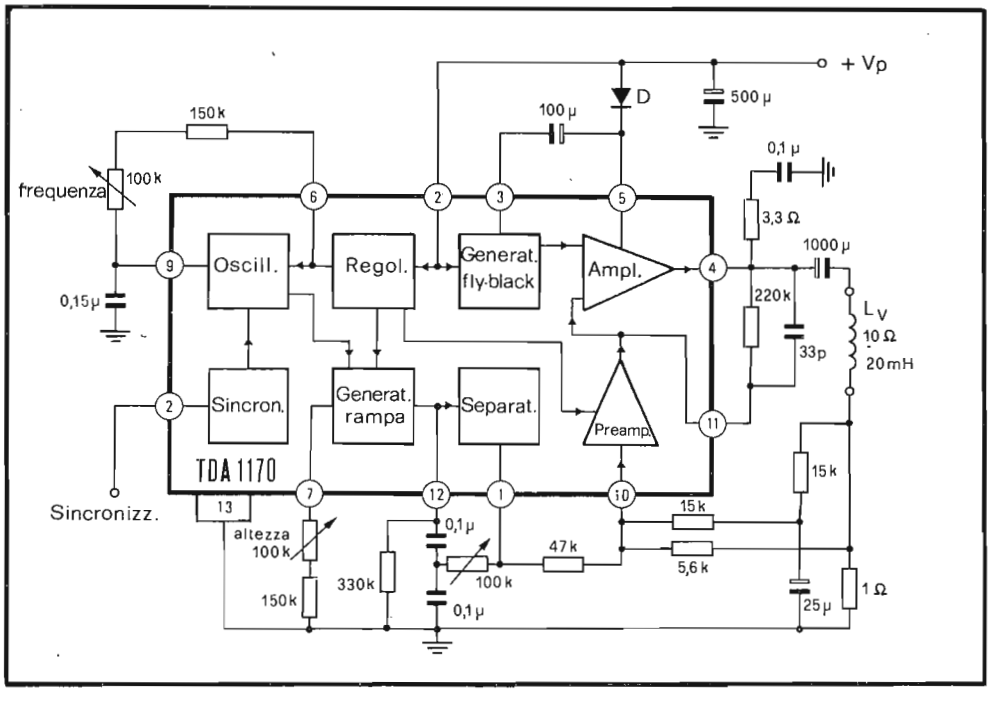


Fig. 8.22 - Schema a blocchi e d'impiego del circuito integrato TDA 1170 nella sezione di deflessione verticale di un televisore.

zione della tensione d.d.s.), l'amplificatore di potenza e il generatore di *fly-back* del tipo descritto nel paragrafo precedente.

La Fig. 8.22 riporta uno schema tipico d'impiego del TDA 1170 in un ricevitore b/n 24''-110°, unitamente alla schematizzazione dei blocchi che lo compongono.

Come si vede, facendo i confronti tra le Figg. 8.20 e 8.22, il principio di funzionamento del TDA 1170 è corrispondente a quello descritto per il TDA 1044. Anche nel primo infatti è utilizzata la tecnica del recupero del ritorno per contenere la dissipazione dello stadio finale di potenza.

CAPITOLO IX

La sezione di deflessione orizzontale

9.1 - Introduzione

Lo spostamento orizzontale del punto luminoso sullo schermo del tubo a raggi catodici è ottenuto facendo circolare, entro la bobina orizzontale del giogo, una corrente a dente di sega, della frequenza di 15625 Hz, con un tempo di andata t_a = 52,5 μs e un tempo di ritorno T_r = 11,5 μs, per un periodo complessivo T_H = 64 μs. Lo schema sinottico della sezione di deflessione orizzontale è riportato in Fig. 9.1. Gli impulsi di sincronismo pervengono al *circuito comparatore di fase* che li confronta con quelli in arrivo allo stadio finale e presenti durante i ritorni di riga. In base allo sfasamento esistente tra gli impulsi confrontati, viene fornita al circuito oscillatore una *tensione d'errore* che ha il compito di rifasarlo.

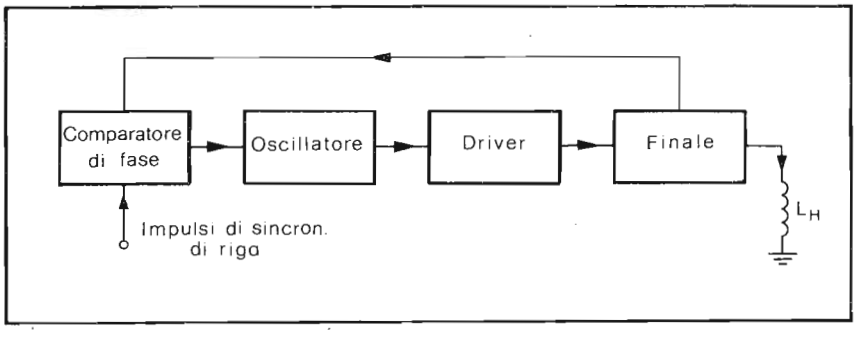


Fig. 9.1 - Schema sinottico della sezione di deflessione orizzontale.

L'oscillatore deve fornire degli impulsi di durata pari a T_r, alla frequenza di 15625 Hz. In genere esso viene realizzato utilizzando un circuito *oscillatore bloccato* o un *multivbratore asimmetrico* o, infine, un *oscillatore sinusoidale*. Lo stadio pilota (*driver*) amplifica il segnale prodotto dall'oscillatore, in modo da fornire una potenza sufficiente al circuito finale. Quest'ultimo è il più complesso e delicato dell'intera sezione ed ha il compito di fornire una corrente a dente di sega alla bobina di deviazione orizzontale.

9.2 - Potenza di deflessione

La potenza P necessaria per deflettere il pennello in senso orizzontale è data dal rapporto tra l'energia richiesta dal circuito di deflessione ed il tempo di scansione. Quando un'induttanza L è attraversata da una corrente I, l'energia associata al campo magnetico che viene a formarsi è:

$$\mathscr{E} = \frac{1}{2} L\ I^2 \qquad (1)$$

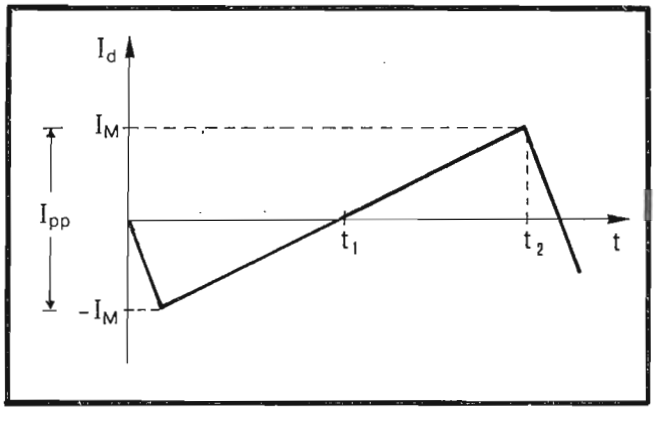


Fig. 9.2-Corrente di deflessione a dente di sega

Nel caso della deflessione orizzontale, la corrente di deflessione ha l'andamento di Fig. 9.2. L'energia accumulata nell'intervallo t_1-t_2 è perciò:

$$\mathscr{E}_D = \frac{1}{2} L_M I_M^2 \qquad (2)$$

o, introducendo l'ampiezza picco a picco $I_{PP} = 2\,I_M$

$$\mathscr{E}_D = \frac{1}{8}\,L_H\,I_{pp}^2 \tag{3}$$

Il valore di $\mathscr{E}_D$ cresce, in pratica, con l'angolo di deflessione del cinescopio, con il valore della EAT (e quindi con le dimensioni dello schermo) e con il diametro del collo del cinescopio.

A titolo indicativo si hanno, nei due casi più importanti, i valori riportati di seguito:

I) 12'' (110° - 12 kV - 20 mm) $L_H = 106\ \mu H$ $I_{PP} = 8$ A $\mathscr{E}_D = 0.85$ mJ P = 16VA

II) 24'' (110° - 18 kV - 28 mm) $L_H = 3.3$ mH $I_{PP} = 2.2$A $\mathscr{E}_D = 2.2$ mJ P = 42VA

La potenza è stata calcolata ritenendo il tempo di scansione pari a 52 μs e quello di ritraccia pari a 12 μs. Questi valori di energia e di potenza sono rilevanti: risulta pertanto indispensabile ricorrere a qualche espediente per realizzare una certa economia di funzionamento che abbassi a livelli tollerabili i valori di energia da dissipare nel circuito.

9.3 - Principio di funzionamento dello stadio finale di riga

La Fig. 9.3 riporta lo schema di principio di un circuito in grado di produrre una corrente a dente di sega entro l'induttanza L_H. All'istante iniziale t_0, quando viene chiuso l'interruttore S, circola in L_H una corrente crescente linearmente dato che, ai suoi capi, si stabilisce una tensione costante $V_L = E$. La corrente in L_H è regolata infatti dalla legge di Lenz:

$$V_L = \frac{d\Phi}{dt} = L_H \frac{d\,I_d}{dt} \tag{4}$$

Giacchè il primo membro è, a interruttore chiuso, pari a E ne viene che:

$$\frac{d\,I_d}{dt} = \text{cost.} = \frac{V_L}{L_H} \quad \text{quindi} \quad I_d = \frac{V_L}{L_H}\,t \tag{5}$$

se la corrente all'istante iniziale è nulla. Al tempo t_1 l'interruttore viene aperto e quindi ha inizio lo scambio energetico tra L_H e C, che si manifesta sottoforma di oscillazioni della corrente I_d e della tensione V_L, sfasate fra di loro di 90°. L'energia magnetica $\mathscr{E}_m$ accumulata da L_H, fino all'istante t_1, è:

$$\mathscr{E}_m(t_1) = \frac{1}{2}\,L_H\,I_M^2 \tag{6}$$

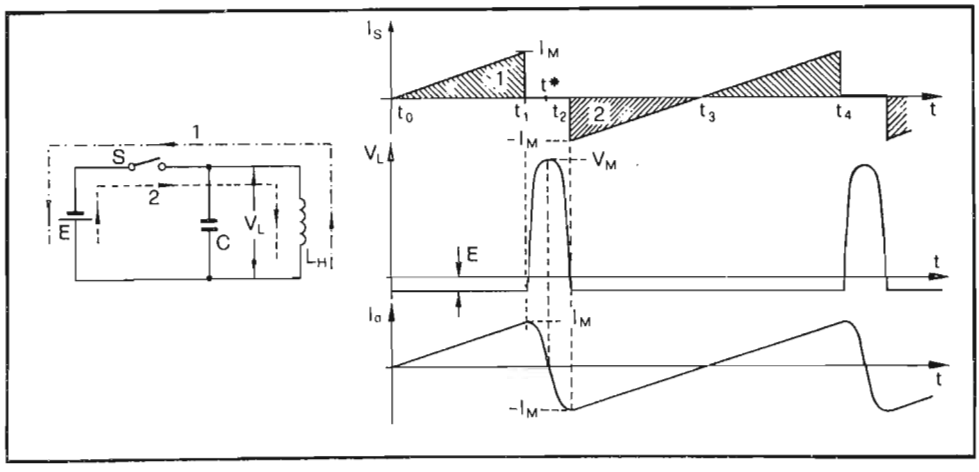


Fig. 9.3 - Schema di principio del circuito per la produzione di una corrente a dente di sega e sue forme d'onda.

quella elettrostatica accumulata in C, fino allo stesso istante, è:

$$\mathscr{E}_e(t_1) = \frac{1}{2} C E^2 \tag{7}$$

In t* la corrente si annulla e quindi l'unica forma di energia presente è quella elettrostatica. Dovendo conservarsi l'energia totale, avremo:

$$\mathscr{E}_e(t^*) = \mathscr{E}_m(t_1) + \mathscr{E}_e(t_1) \qquad \text{cioè:} \tag{8}$$

$$\frac{1}{2} C V_M^2 = \frac{1}{2} L_H I_M^2 + \frac{1}{2} C E^2 \qquad \text{e quindi:} \tag{9}$$

$$V_M = \sqrt{\frac{L_H}{C} I_M^2 + E^2} \tag{10}$$

Lo scambio di energia tra L_H e C avviene ad una frequenza pari a quella di risonanza del circuito, che vale:

$$f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_H C}} \tag{11}$$

La durata del ritorno di riga (t_1 -t_2), pari a metà del periodo di oscillazione del circuito, è così determinata univocamente dai valori di L_H e C.

All'aumentare della capacità C, aumenta il tempo di ritorno T_r e diminuisce il valore massimo V_M.

Se, al completamento del primo mezzo periodo, l'interruttore viene nuovamente chiuso, la corrente riprende a salire linearmente, partendo questa volta dal valore $-I_M$. In tal modo L_H è attraversata da una corrente a dente di sega che ha andamento lineare durante l'andata (T_a) e sinusoidale, durante il ritorno (T_r). Se L_H è proprio l'induttanza della bobina di deviazione orizzontale, allora il fascetto elettronico del tubo a raggi catodici verrà deflesso con velocità angolare costante durante l'andata.

Il circuito di principio studiato ha rendimento unitario dato che l'energia spesa dalla sorgente di alimentazione per caricare l'induttanza L_H nell'intervallo t_0-t_1 viene rinviata dal circuito allo stesso alimentatore nell'intervallo t_2-t_3. In realtà in questo palleggio di energia sono presenti delle perdite dovute alla immancabile componente resistiva di L_H ed alla caduta di tensione ai capi del dispositivo che sostituisce materialmente l'interruttore S. La prima conseguenza di ciò è che la corrente negativa ha un valore massimo minore di quella positiva. Indicando con I_p e I_n i due valori, le energie corrispondenti risulteranno:

$$\mathcal{E}_n = \frac{1}{2} L_H I_n^2 \qquad \mathcal{E}_p = \frac{1}{2} L_H I_p^2 \tag{12}$$

Il rendimento η del circuito risulterà così:

$$\eta = \frac{\mathcal{E}_n}{\mathcal{E}_p} = \left(\frac{I_n}{I_p}\right)^2 \tag{13}$$

L'energia dissipata per generare la corrente di deflessione sarà la differenza tra quella spesa $\mathcal{E}_p$ e quella recuperata $\mathcal{E}_n$, con:

$$\mathcal{E}_d = \mathcal{E}_p - \mathcal{E}_n \tag{14}$$

In pratica, con valori di $\eta \simeq 70\%$, risulta:

$\mathcal{E}_d \simeq 0.35\,\mathcal{E}_D$ ove $\mathcal{E}_D = \frac{1}{8} L_H I_{pp}^2$ rappresenta l'energia di deflessione. Quindi, con questo sistema, si ottiene la deflessione spendendo circa il 35% dell'energia associata alla deflessione stessa.

Poichè il valore della corrente di deflessione è legato alla tensione di alimentazione E ed a L_H dalla (5), risulta:

$$E = \frac{L_H I_M}{t_1 - t_0} \tag{15}$$

Nei casi riportati, a titolo di esempio, si avrà:

I) $E_I = 17.7$ V

II) $E_{II} = 128$ V

Una volta scelto il tempo di ritorno e stabilito in modo ragionevole il rendimento del circuito, i valori di V_M ed E risultano fra di loro legati dalle seguenti relazioni:

$$V_M = \sqrt{\frac{L_H}{C} I_M^2 + E^2} \tag{16}$$

$$E = \frac{L_H I_M}{t_1 - t_0} \tag{17}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_H C}} = \frac{1}{2(t_2 - t_1)} \tag{18}$$

$$V_M = \sqrt{\frac{E^2(t_1 - t_0)^2}{L_H C} + E^2} = E\sqrt{\left(\frac{t_1 - t_0}{t_2 - t_1}\right)^2 \pi^2 + 1} \tag{19}$$

Per $E = 250$ V e $\frac{t_1 - t_0}{t_2 - t_1} = \frac{26\,\mu s}{12\,\mu s} = 2{,}17$

si ha:

$V_M \simeq 7 \cdot 250 = 1750$ V

In pratica bisognerà aumentare di circa il 10% il valore così calcolato, per tener conto delle approssimazioni introdotte.

9.4 - Stadio finale di riga transistorizzato

L'interruttore S di Fig. 9.3 è in pratica sostituito da un dispositivo elettronico che opera alla saturazione, negli intervalli t_o-t_1 e t_2-t_4, e all'interdizione, nell'intervallo t_1-t_2. Tale dispositivo deve essere *bidirezionale*, nel senso che deve lasciar passare la corrente in versi opposti, negli intervalli t_o-t_1 e t_2-t_3. Esso non può quindi essere realizzato semplicemente con un transistor, poichè in quest'ultimo, come noto, la corrente può andare solo o dall'emettitore al collettore, se di tipo p-n-p o in verso opposto, se del tipo n-p-n. L'ostacolo può venire superato disponendo in parallelo al transistor un diodo, come indicato in Fig. 9.4.

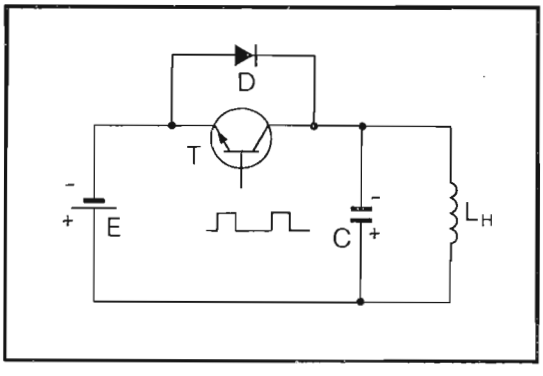


Fig. 9.4 - Schema elettrico semplificato di uno stadio finale di riga

Nell'intervallo t_o-t_1, viene iniettata nella base del transistor una corrente in grado di saturarlo. In questo modo il transistor può essere considerato in corto circuito, a parte la piccola caduta di tensione presente ai suoi capi che vale V_{CEsat}. All'istante t_1, viene tolto il pilotaggio al transistor finale e questo, quasi istantaneamente, si porta all'interdizione. Nell'intervallo t_o -t_1, il diodo non conduce perchè la V_{CEsat} lo polarizza inversamente. A partire da t_1, il circuito C-L_H inizia l'oscillazione libera; la tensione V_L contribuisce nella fase positiva a polarizzare ancora di più inversamente il diodo D. Solo poco dopo l'istante t_2 il diodo è in grado di condurre, giacchè su C è disponibile una tensione con le polarità indicate in Fig. 9.4, che supera il valore di E. La corrente cresce allora linearmente, a partire dal valore massimo negativo, fino a 0, valore che viene raggiunto in t_3. In quest'ultimo istante un nuovo impulso di corrente di base manda in conduzione il transistor ed il ciclo si ripete.

Il diodo D, a causa del suo effetto sul circuito, è detto *smorzatore* (*damper*).

9.5 - Realizzazione pratica del circuito

In Fig. 9.5A è riportato lo schema base di un circuito di deflessione orizzontale derivato direttamente da quello di principio riportato in Fig. 9.4. L'induttanza della bobina di deflessione L_H è collegata attraverso C_S, che blocca la componente continua, direttamente tra il collettore di T e l'alimentazione. Questo schema è da preferire a quello che utilizza un trasformatore adattatore, giacchè vengono limitati gli effetti negativi delle induttanze di dispersione.

Il condensatore C_S provvede anche alla correzione ad *esse* della corrente di deflessione, richiesta nel caso di cinescopio a grande angolo di deflessione. Nello stesso schema è presente un trasformatore che ha il compito sia di produrre la EAT e le altre tensioni accessorie, che di far passare la componente continua della corrente di collettore del transistor. Questa configurazione presenta lo svantaggio che l'intero circuito di deflessione si chiude a massa attraverso il condensatore elettrolitico dell'alimentatore, C_A. Tale condensatore deve perciò possedere una forte capacità ed una bassa resistenza di perdita alla frequenza di riga. Per evitare questo inconveniente, si preferisce collegare l'induttanza L_H in parallelo sia al transistor che al diodo, secondo lo schema di Fig. 9.5B. In questo caso la capacità C_S viene caricata alla tensione di alimentazione E durante ogni ritorno di riga e sostituisce l'alimentatore, per quanto riguarda C e L_H, quando il transistor T è saturato.

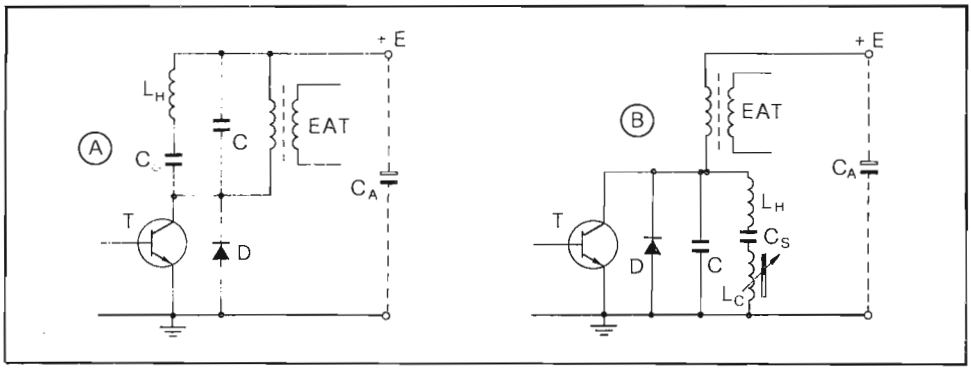


Fig. 9.5 - Schema base di uno stadio finale di riga con diodo smorzatore in parallelo.

Il vantaggio è evidente: durante il periodo di traccia, la corrente di deflessione passa attraverso T o D e, durante la ritraccia, attraverso C. In questo modo solo la debole corrente di magnetizzazione del trasformatore di riga fluisce attraverso l'alimentatore che, ovviamente, fornisce anche la corrente continua richiesta dal circuito. E' quindi sufficiente un piccolo valore di C_A per un buon funzionamento dello stadio.

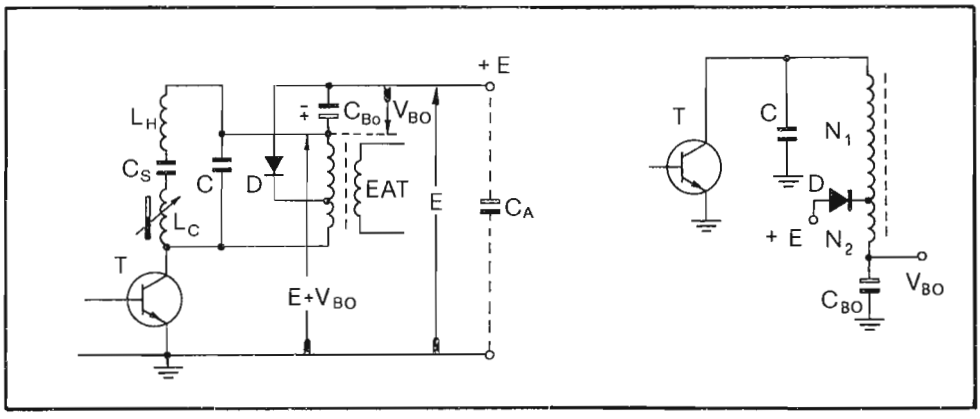


Fig. 9.6 - Schema base di uno stadio finale di riga con diodo economizzatore e produzione della tensione rialzata.

Quasi sempre, in serie all'induttanza L_H, si trova un'induttanza L_C *(bobina di linearità)*, che ha lo scopo di compensare gli errori di linearità dovuti alla presenza di componenti resistive nel circuito. La caduta di tensione su tali componenti cresce con il crescere della corrente di deflessione. Se l'induttanza L_C viene saturata progressivamente dalla corrente di deflessione, la sua caduta di tensione decrescerà all'aumentare di quella, compensando così la caduta di tensione resistiva che, invece, come detto sopra, cresce. In genere il valore di L_C viene variato modificando l'orientazione di un magnetino posto nelle sue immediate vicinanze, che provvede alla premagnetizzazione del nucleo di *ferroxcube*, sul quale L_C è avvolta. Al variare del campo magnetico stazionario, varia il valore della permeabilità magnetica iniziale e quindi il valore di L_C.

Un circuito, che permette anche l'uso di tensioni di alimentazione più basse di quelle richieste per produrre la desiderata corrente di deflessione, è quello riportato in Fig. 9.6. In esso l'energia, presente nell'induttanza di deflessione alla partenza della traccia (t_2), è recuperata dal diodo D *(booster)* ed immagazzinata in C_{BO}, posto in serie all'alimentazione, che si carica ad una tensione V_{BO} con le polarità indicate. Durante la seconda parte del periodo di traccia (t_3-t_4), C_{BO} viene parzialmente scaricato attraverso il transistor T. In questo modo T si vede alimentato da una tensione $E + V_{BO}$.

La tensione recuperabile dipende dalla posizione della presa primaria. Trattandosi di un autotrasformatore, la tensione V_{BO} risulterà:

$$V_{BO} = E \frac{N_1 + N_2}{N_1}$$

Si vede perciò che la tensione E può essere, a seconda del rapporto spire tra gli avvolgimenti, sensibilmente inferiore al valore di V_{BO}; quest'ultima è l'effettiva tensione di alimentazione dello stadio finale di riga.

E' importante che l'accoppiamento fra gli avvolgimenti N_1 e N_2 sia il più stretto possibile ed è per questo che, quando si tratta di circuiti con tensioni di alimentazione molto basse, si fa $N_1 = N_2$. Infatti, se l'accoppiamento fra i due avvolgimenti non è abbastanza stretto, insorgono *sovraoscillazioni* che si traducono in barre verticali parassite, più o meno accentuate, sullo schermo.

Il valore del condensatore C_{BO} è scelto in modo che la tensione ai suoi capi non vari in modo apprezzabile durante la deflessione.

Nella soluzione studiata, la corrente di deflessione attraversa sia C_A che C_{BO} e, quindi, queste due capacità (di tipo *elettrolitico*) devono avere una resistenza serie molto bassa, per evitare la dissipazione di una potenza considerevole.

La soluzione migliore è quella che utilizza una combinazione dei due circuiti studiati (Fig. 9.7). In questo caso C_{BO}, C_A ed il trasformatore non sono praticamente attraversati da alcuna corrente di deflessione e quindi ai condensatori non viene richiesta una bassa perdita. Inoltre si evita che le resistenze di C_{BO}, C_A e del primario del trasformatore influiscano sulla linearità.

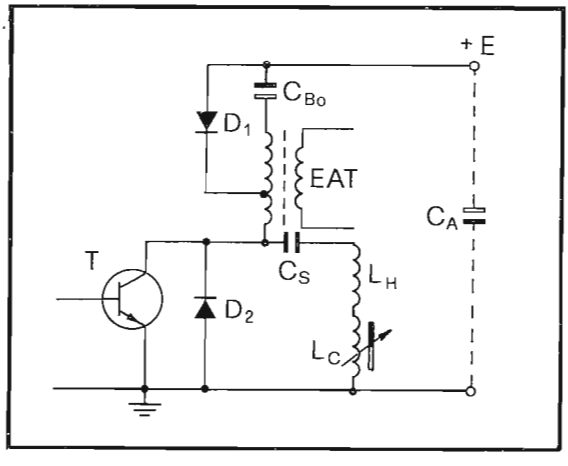


Fig. 9.7 - Stadio finale di riga con diodi smorzatore ed economizzatore

9.6 - Produzione della EAT e delle AT ausiliarie

L'energia immagazzinata nel circuito di deflessione alla fine della traccia è così rilevante che una piccola parte di essa può essere utilizzata per formare la corrente del raggio del tubo a raggi catodici. Inoltre, poiché la tensione di alimentazione

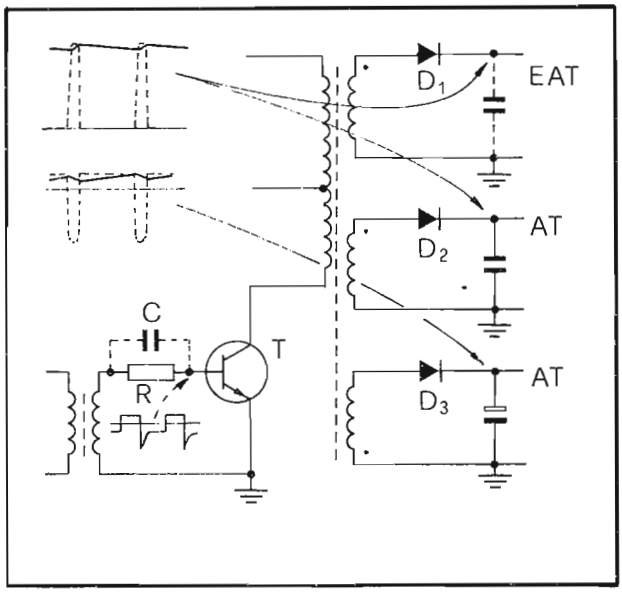


Fig. 9.8 - Uso del trasformatore di riga per la produzione della EAT e delle tensioni ausiliarie

degli apparecchi portatili è piuttosto bassa (12 V), conviene utilizzare parte di questa energia per produrre anche l'alta tensione richiesta per alimentare lo stadio finale video e gli anodi del cinescopio. In Fig. 9.8 è riportato lo schema base per la produzione di tali tensioni. Si sfruttano gli impulsi di fase positiva, presenti sul secondario del trasformatore di riga, per far condurre un diodo che carica una capacità. Nel caso della EAT, tale capacità è quella formata dalla *alluminatura* interna, dal vetro e dalla *grafitatura* esterna del cinescopio. Il diodo, che produce l'alta tensione per lo stadio finale video, normalmente viene fatto condurre durante la traccia e interdetto durante la ritraccia; ciò per fornire una tensione più costante possibile e quindi indipendente dal livello di luminosità raggiunto dal cinescopio.

A volte il circuito finale di riga produce una tensione che viene disposta in serie a quella di batteria, per aumentare la tensione di alimentazione di alcuni stadi del ricevitore, quali l'amplificatore di BF e lo stadio di deflessione verticale.

9.7 - Principali schemi di stadi finali di riga a transistors

In pratica i circuiti di deflessione di riga possono funzionare a bassa o ad alta tensione. Per l'alimentazione dei primi si usa in generale un trasformatore che, riducendo il valore della tensione alternata di rete, permette di ottenere una tensione raddrizzata compresa in generale tra 20 e 50 V. Nei circuiti ad alta tensione, l'alimentazione di 120 - 240 V è ottenuta direttamente dalla rete senza l'impiego di alcun trasformatore. In questo secondo caso si richiede che il transistor interruttore ed il diodo smorzatore possano sopportare tensioni comprese tra 1000 e 2000 V.

In entrambi i casi è necessario che le fluttuazioni della tensione di rete non influiscano sulla larghezza dell'immagine e sul valore della EAT. La soluzione semplice ed efficace di regolazione automatica mediante l'uso di una VDR, usata nei circuiti a valvole, non è qui possibile, poiché il transistor interruttore, quando conduce, è saturato e quindi qualunque variazione della corrente di base non modifica il valore di quella di collettore.

E' d'obbligo pertanto far ricorso ad un sistema di alimentazione stabilizzata sia nella soluzione ad alta che in quella a bassa tensione.

9.7.1 - Circuiti a bassa tensione

Uno schema a diodo smorzatore in parallelo, alimentato con una tensione di 36 V, è riportato in Fig. 9.9A. Le bobine di deviazione orizzontali del giogo usato sono ad alta impedenza, del tipo già impiegato nei ricevitori a valvole. Per questo motivo tali bobine sono collegate al transistor interruttore attraverso un accoppiamento ad un autotrasformatore in salita.

I principali oscillogrammi rappresentanti il funzionamento dello stadio di uscita di riga, sono riportati in Fig. 9.9B, C, D. L'oscillogramma B si riferisce agli impulsi di tensione presenti sul collettore del transistor T_1. Essendo il trasformatore di riga accordato sulla *terza armonica* della frequenza di oscillazione che determina il tempo di ritorno, si ha una riduzione dell'ampiezza massima degli impulsi di collettore; per lo stesso motivo la corrente proveniente dal diodo o dal transistor presenta la caratteristica ondulazione indicata nell'oscillogramma C. La porzione di curva che si trova sopra la linea di zero rappresenta la corrente proveniente dal transistor, mentre quella che si trova sotto tale linea corrisponde alla componente recuperata dal diodo. La superficie racchiusa dalla porzione positiva corrisponde all'energia fornita dal circuito, mentre quella racchiusa dalla parte negativa rappresenta l'energia recuperata. Come si vede chiaramente, la prima è maggiore della seconda: la differenza tra le due indica l'entità delle perdite di delfessione.

La durata del ritorno di riga, in genere compresa tra 10 e 12.5 μs, viene regolata agendo sul valore di C.

In Fig. 9.9D è riportato l'oscillogramma della corrente che attraversa le bobine di deviazione. Risulta piuttosto marcata la deformazione ad *esse* introdotta da C_S, necessaria, come si è detto, per compensare la non linearità nella deflessione che altrimenti risulterebbe sullo schermo a causa del fatto che quest'ultimo non ha curvatura sferica.

Le bobine di deviazione, in serie con quella di linearità e con il condensatore C_S, sono collegate simmetricamente agli avvolgimenti del trasformatore.

L'irradiazione parassita a frequenza di riga da parte del giogo è di conseguenza modesta, poichè gli impulsi di ritorno sono praticamente simmetrici ai capi del circuito di deviazione. Alcuni avvolgimenti ausiliari permettono, mediante rettificazione degli impulsi presenti nei punti b, d, g, di disporre di tensioni continue stabilizzate, per l'alimentazione dello stadio finale video, dello stadio d'uscita di quadro, ecc.

Il carico globale dovuto agli avvolgimenti ausiliari, con il raddrizzamento degli

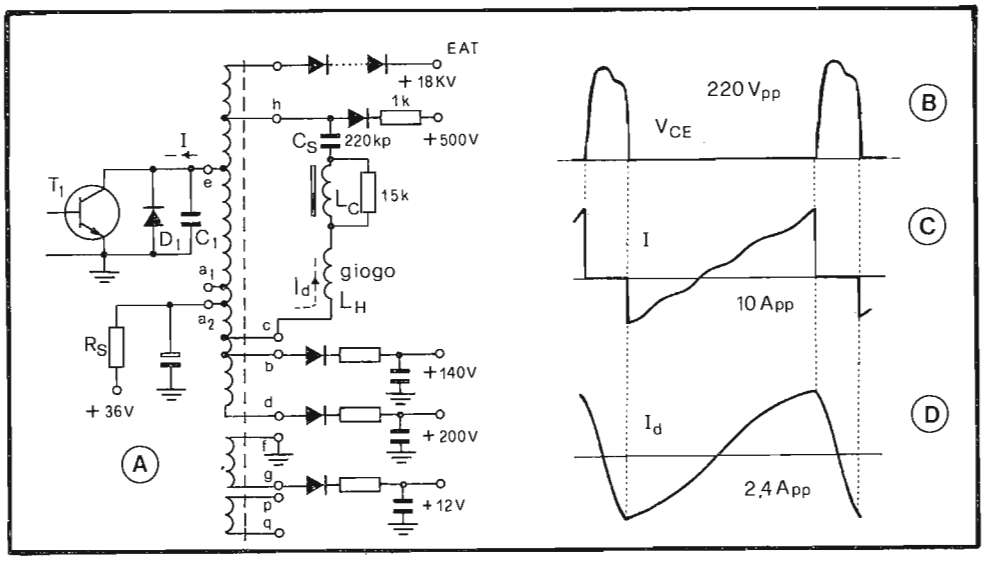


Fig. 9.9 - Circuito finale di riga a bassa tensione di alimentazione, con diodo smorzatore in parallelo e forme d'onda caratteristiche.

impulsi durante le "andate", è di circa 15 watt. Questo porta ad un aumento della superficie positiva (corrente del transistor) rispetto a quella negativa (corrente nel diodo) dell'oscillogramma di Fig. 9.9C.

Se si vuole usare una tensione di alimentazione più bassa (ad esempio per un piccolo televisore portatile), si deve ricorrere ad un circuito che utilizza un *diodo di recupero* (*economizzatore*) in serie, il cui schema di principio è rappresentato in Fig. 9.6. In Fig. 9.10 è riportato lo schema completo di un circuito di questo tipo che può funzionare, a scelta, con una tensione di alimentazione di 6 V (batteria) o di 11 V. Con l'alimentazione di 6 V il complesso funziona come circuito con diodo economizzatore in serie. In questo modo si può ottenere, ai capi del condensatore di recupero (C_{BO}), una tensione di 11 V. Nel caso di alimentazione a 11 V, questa viene applicata ai capi del condensatore di recupero, ed il complesso funziona con lo stesso diodo utilizzato come smorzatore in parallelo.

Un'altra soluzione circuitale, che utilizza un diodo smorzatore in parallelo e che può essere alimentata con tensioni continue di basso valore, è riportata in Fig. 9.11. Essa permette di ottenere, mediante un avvolgimento ausiliario N_H e dopo rettificazione delle tensioni presenti ai suoi estremi durante le andate, una tensione V_H che si somma alla tensione di alimentazione esterna E, in modo che la tensione effettivamente applicata allo stadio di uscita di riga risulti $E + V_H$. Il valore di V_H può essere regolato agendo sul rapporto di trasformazione N_1/N_H. Questo circuito presenta il vantaggio di non richiedere, tra gli avvolgimenti N_1 e N_H, un accoppiamento stretto, come quello richiesto invece nel caso di uno stadio di uscita, con un economizzatore serie, per evitare sovraoscillazioni disturbanti.

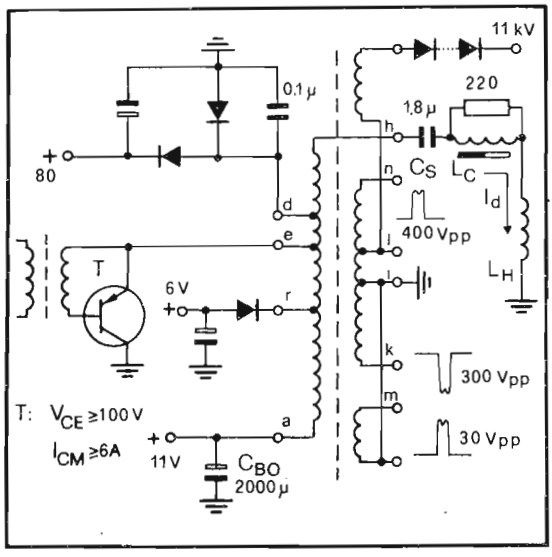


Fig. 9.10 - Circuito finale di riga a bassa tensione di alimentazione, con diodo di recupero serie

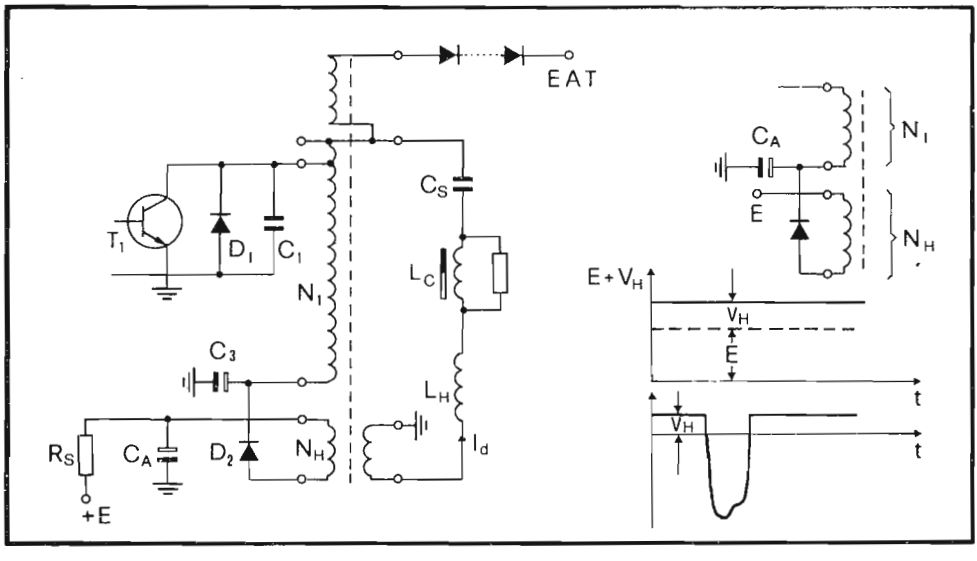


Fig. 9.11 - Circuito finale di riga con diodo smorzatore in parallelo, alimentabile con tensioni continue di basso valore.

La resistenza R_S, posta tra il circuito di deflessione e l'alimentatore, ha lo scopo di limitare il valore della corrente di cortocircuito accidentale. Il suo valore è condizionato dalla corrente di punta massima sopportabile dal transistor.

In altri casi la tensione di alimentazione viene fornita al circuito di deflessione attraverso un'induttanza di blocco (del valore di circa 3 mH): in questo modo il trasformatore di riga non viene attraversato dalla corrente media del collettore del transistor e, nello stesso tempo, le componenti variabili di tale corrente non vanno all'alimentatore. Un esempio di tale soluzione è riportato in Fig. 9.12.

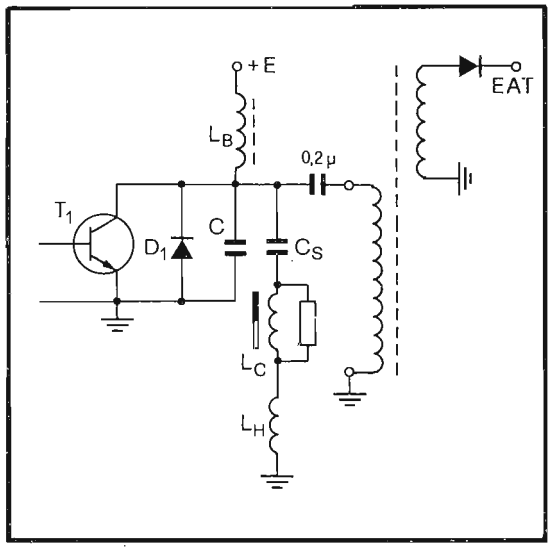


Fig. 9.12 - Circuito finale di riga ad alta tensione di alimentazione tramite induttanza di blocco

9.7.2 - Circuiti ad alta tensione

Come è stato detto, gli stadi di uscita di riga, alimentati con alta tensione (110-220 V), ottengono quest'ultima direttamente dalla rete senza impiegare alcun trasformatore; la tensione applicata allo stadio deve essere però stabilizzata contro le fluttuazioni della rete. Quasi sempre si usa un diodo smorzatore in parallelo: la Fig. 9.13 riporta uno schema pratico di tale soluzione, nella quale è presente pure un collegamento simmetrico del giogo al trasformatore d'uscita, per minimizzare l'irradiazione a frequenza di riga da parte del giogo stesso.

Gli avvolgimenti ausiliari possono fornire una potenza d'uscita totale di 20 watt circa, con ottimo rendimento. Le tensioni continue possono essere ottenute per rettificazione sia delle andate che dei ritorni di riga.

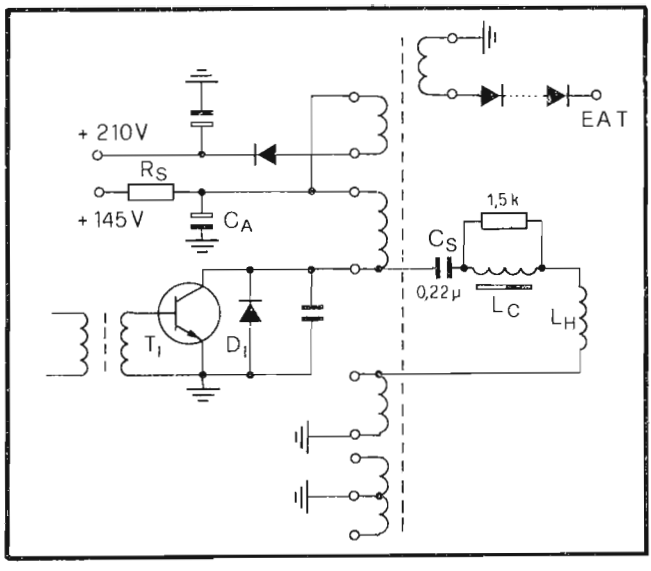


Fig. 9.13-Circuito finale di riga ad alta tensione di alimentazione con diodo smorzatore in parallelo.

9.8 - Transistor finale di riga con funzionamento bidirezionale: BU 105, BUY 71

Nei circuiti di deflessione di riga, operanti ad alte tensioni di alimentazione, è possibile omettere il diodo smorzatore. In realtà la funzione di tale diodo viene svolta dalla giunzione collettore-base del transistor finale di riga, che diviene conduttrice quando il collettore si porta ad un potenziale inferiore rispetto a quello della base. Questa modifica impone che la tensione tra collettore ed emettitore raggiunga un valore negativo pari alla somma delle tensioni V_{BE} e V_{CB}.

Si ricordi ora che, nella fase di conduzione del diodo di smorzamento, la giunzione base-emettitore viene interdetta con una tensione di circa -4 V. Complessivamente, se ammettiamo che V_{CB} = -1 V, risulterà V_{CE} = -5 V. Con l'uso del diodo di smorzamento parallelo tale tensione era di soli -0.7 V.

La Fig. 9.14 riporta lo schema di principio e gli andamenti delle grandezze elettriche più importanti del circuito di deflessione di riga, che utilizza il transistor finale come interruttore bidirezionale, e mette a confronto le tensioni V_{CE} del transistor con e senza diodo recuperatore parallelo. Risulta evidente, dal confronto delle due curve, che la forma d'onda applicata alle bobine di deflessione verrà influenzata molto, nella fase di recupero, dalla tensione di interdizione V_{BE} applicata tra base ed emettitore, nel caso di assenza di diodi di recupero. Ne risulta perciò una distorsione della deflessione sul lato sinistro dell'immagine. L'ammontare di tale distorsione dipenderà dal valore della tensione di alimentazione. Se essa è di 150 V e V_{BE} = -4 V, la distorsione sarà di 4/150 cioè minore del 3%, il che può essere tollerabile.

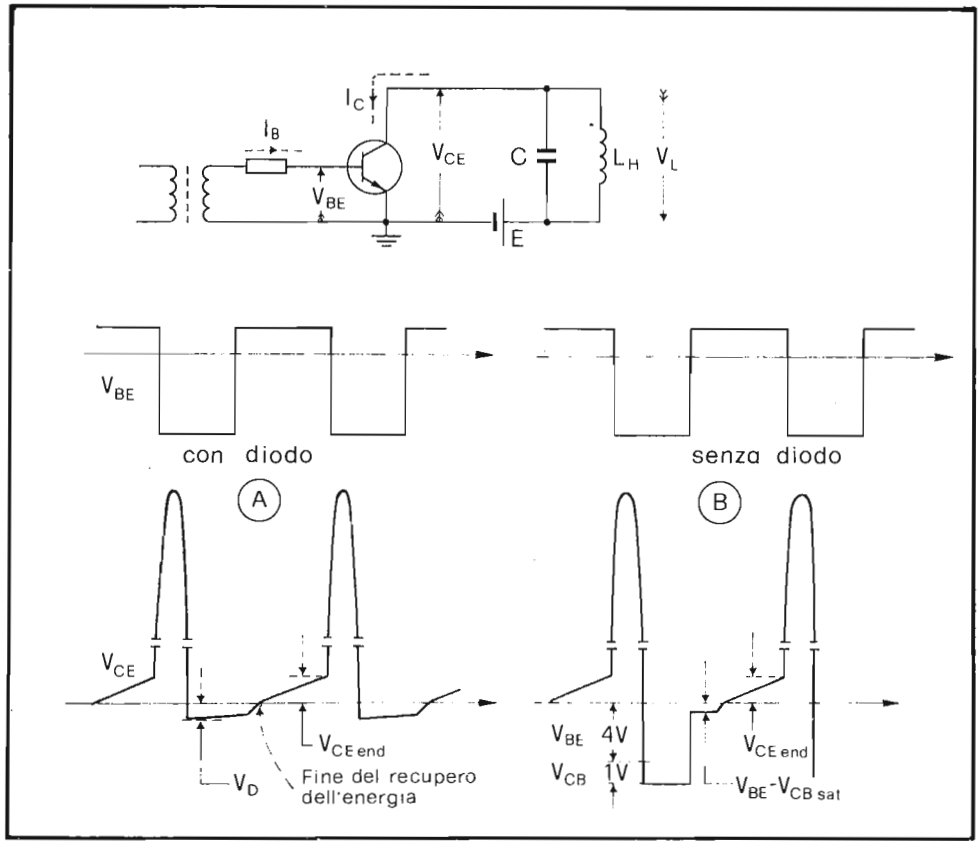


Fig. 9.14 - Confronto tra le forme d'onda caratteristiche nei due casi di coppia transistor-diodo e di transistor con funzionamento bidirezionale.

Al contrario, se la tensione di alimentazione fosse di basso valore, tale distorsione diventerebbe inaccettabile, anche nel caso si potesse ridurre la V_{BE}. Pertanto, tutti i circuiti di deflessione orizzontale alimentati con basse tensioni dovranno necessariamente impiegare un diodo separato, collegato in parallelo al transistor.

Gli effetti della tensione collettore-emettitore, del transistor utilizzato come interruttore bidirezionale, sulla linearità della corrente di deflessione, sono riportati in Fig. 9.15.

Un circuito pratico, operante secondo il principio descritto, è riportato in Fig. 9.16 A. Da questo schema risulta che la bobina di deflessione non è collegata direttamente al collettore del transistor, ma attraverso un autotrasformatore; questo ultimo permette un adattamento nel caso in cui la tensione di alimentazione non sia quella richiesta per ottenere il giusto valore della corrente di deflessione. In Fig. 9.16B sono rappresentate le forme d'onda rilevate nel circuito.

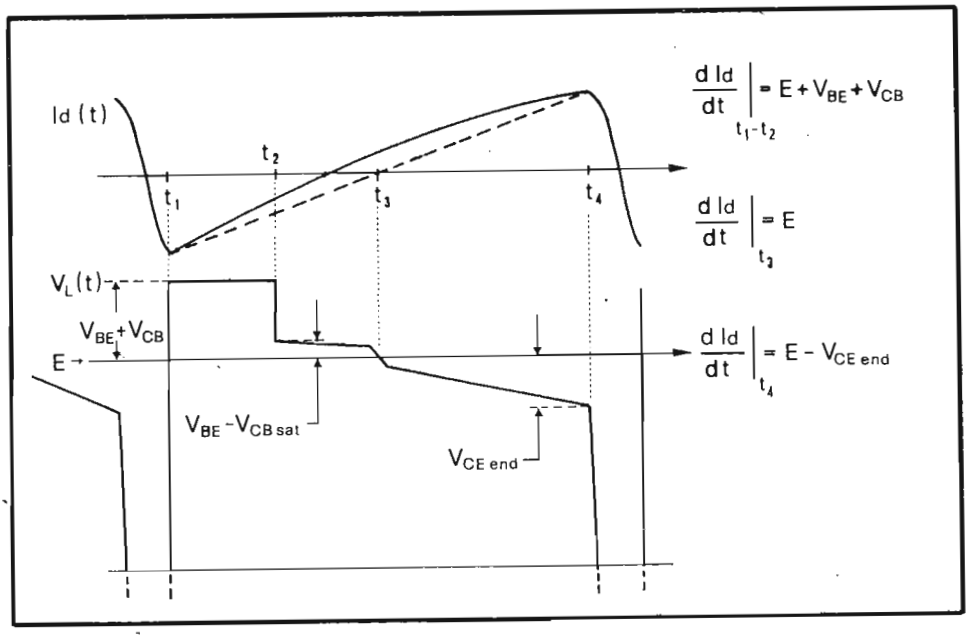


Fig. 9.15 - Andamento della corrente di deflessione in funzione della tensione totale presente ai capi della induttanza del giogo.

9.9 - Fase di spegnimento (turn-off) del transistor interruttore

Il punto più critico nel dimensionamento del circuito di deflessione di riga a transistors è rappresentato dall'andamento della corrente di pilotaggio del transistor finale. L'ampiezza e l'andamento della curva della corrente di base devono venir adattate con grande precisione al tipo di transistor usato, affinché la potenza dissipata nello stesso, e quindi il suo riscaldamento, risulti ridotta. Per una adatta conformazione della corrente di base nel transistor finale, vengono inseriti diversi componenti.

Il transistor finale si comporta come interruttore: ciò significa che nella fase di conduzione deve presentare una bassa caduta di tensione (V_{CEsat}), in modo che la potenza dissipata verso la fine della scansione risulti inferiore a quella tollerata dal transistor stesso. In realtà i problemi maggiori, dal punto di vista della dissipazione, si presentano nella fase di passaggio dalla saturazione alla interdizione. In questa fase, infatti, mentre la corrente di collettore cala, la V_{CE} cresce rapidamente: il prodotto dei loro valori può risultare eccessivo e causare un'alterazione irreversibile nella struttura del transistor. Vediamo ora come viene affrontato e risolto il problema della commutazione.

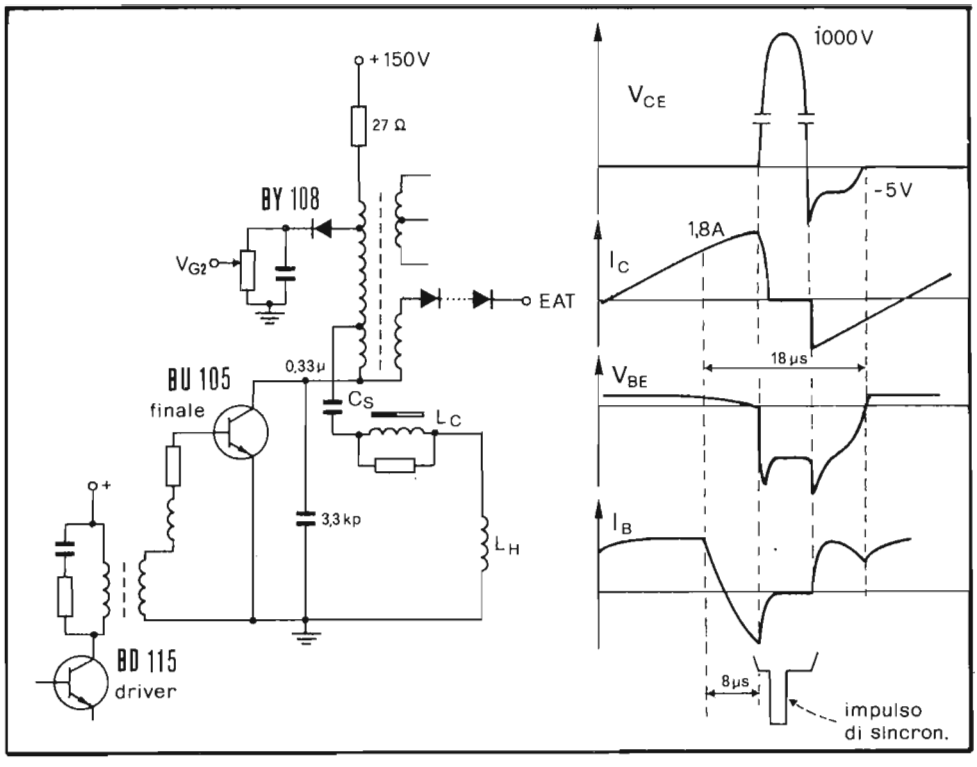


Fig. 9.16 - Esempio di circuito di deflessione di riga che fa uso di un transistor come interruttore bidirezionale.

Per essere sicuri che un transistor operi in condizioni di saturazione è necessario iniettare nella sua base una corrente superiore a quella richiesta per produrre una prefissata corrente di collettore. Questo sovrapilotaggio del circuito di base dà luogo ad un gran numero di portatori di cariche immagazzinati nelle vicinanze della giunzione di collettore. Solo quando tutte le cariche saranno rimosse, potrà avere luogo il bloccaggio della corrente di collettore e ciò richiede un tempo piuttosto lungo. Se, per avviare il processo di spegnimento, viene usato un impulso troppo rapido, la giunzione base-emettitore risulta polarizzata inversamente quando ancora nella giunzione base-collettore si trovano immagazzinate delle cariche. Questo residuo non trascurabile nella corrente di collettore farebbe aumentare notevolmente la dissipazione entro il transistor durante il tempo di ritorno (Fig. 9.17). Si rimedia a ciò rallentando la velocità di caduta della corrente di base, consentendo in questo modo l'inizio della rimozione delle cariche, prima che la giunzione di emettitore risulti polarizzata inversamente.

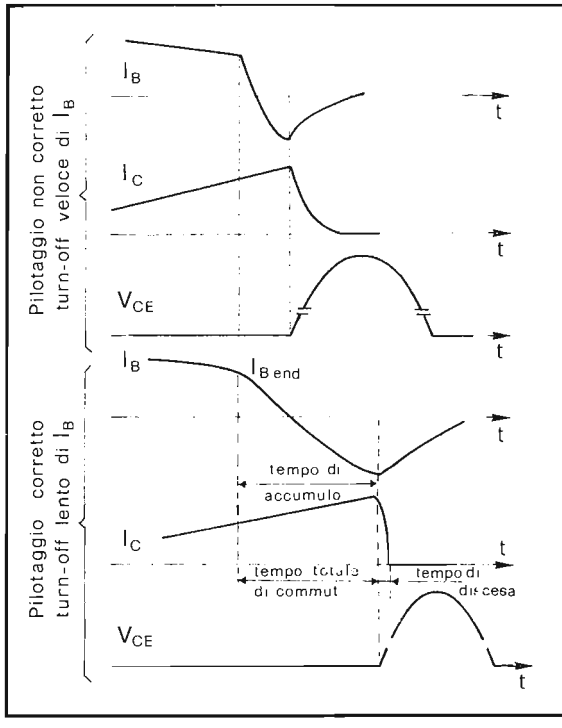


Fig. 9.17 - Forme d'onda caratteristiche del pilotaggio non corretto e corretto, nella fase di spegnimento del transistor finale di riga

Il miglior sistema per rallentare la riduzione della corrente di base è quello di inserire una induttanza in serie al circuito di base. Il valore di tale induttanza dipenderà dalla corrente di collettore e dalla tensione inversa di turn-off tra base ed emettitore. Per un opportuno valore, dal circuito di base si otterrà un ritardo nello spegnimento della corrente di collettore, oscillante tra 7 e 10 μs. L'impulso di turn-off applicato alla base deve essere tale che la polarizzazione diretta non venga applicata al transistor prima della fine dell'impulso di ritorno, né prima che abbia termine l'azione di recupero dell'energia.

In base a queste considerazioni, il tempo di polarizzazione inversa dovrà essere di circa 27 μs e incomincerà circa 8 μs prima dell'inizio del ritorno di riga.

Per limitare il valore della corrente di base a quello strettamente necessario a garantire la saturazione del transistor finale, si introduce, in serie all'induttanza di rallentamento, una resistenza di basso valore (qualche ohm). Questa resistenza svolge anche la funzione di stabilizzare la corrente I_B contro le variazioni, dipendenti dalla temperatura, della V_{BE} del transistor.

Un altro esempio del circuito di deflessione di riga utilizzante un transistor con funzioni di interruttore bidirezionale è riportato in Fig. 9.18. Ivi si fa uso del transi-

stor BUY 71 che sostiene una tensione massima V_{CE} in interdizione di 2.2 kV, permettendo di realizzare circuiti di deflessione alimentabili con tensioni continue fino a circa 220 V.

L'impulso rettangolare presente all'uscita dell'integrato TBA 920, che possiede una larghezza di 26 μs ed un'ampiezza di 10 V pp, è mandato, attraverso una resistenza, a pilotare il circuito di base del transistor pilota Tr_{511}. Per evitare i picchi di tensione, che si potrebbero formare a causa dell'impulso di commutazione (dovuti all'induttanza del trasformatore posto nel circuito di collettore di Tr_{511}), l'avvolgimento primario è smorzato mediante una cella RC serie.

La corrente di base necessaria per saturare il transistor anche a fine scansione, quando fornisce la corrente di 1 A, è di circa 400 mA. Questa corrente viene ricavata dallo stadio pilota mediante un trasformatore in discesa con rapporto spire 20:1.

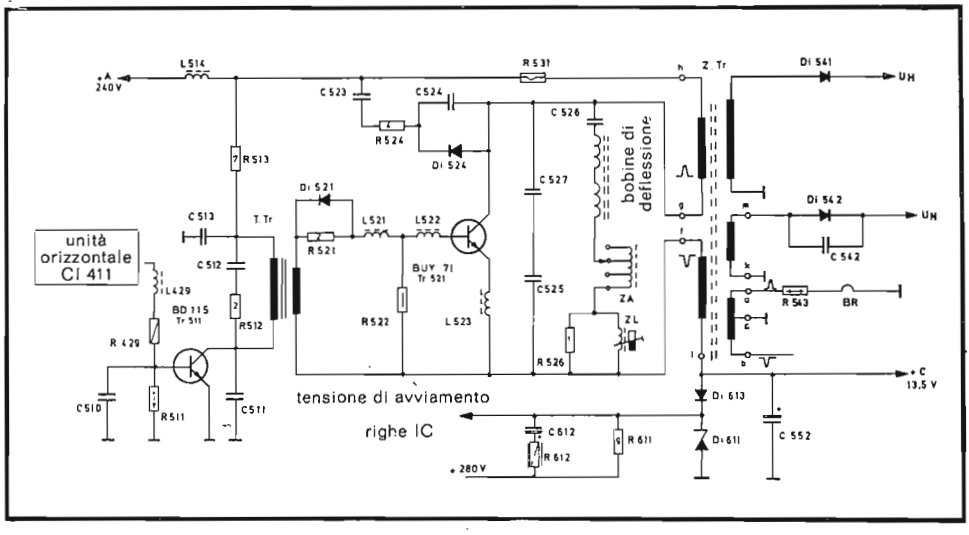


Fig. 9.18 - Schema elettrico semplificato di uno stadio finale di riga con transistor di alta tensione BUY 71 (Grundig).

Lo stadio finale di riga funziona secondo il principio del diodo smorzatore in parallelo, dove la funzione di smorzatore è affidata alla giunzione collettore-base. Nella fase di interdizione, l'energia immagazzinata nell'induttanza delle bobine di deflessione, si accumula nel condensatore di ritorno e, data la bassa capacità di quest'ultimo, si manifesta sotto forma di tensione molto elevata (1700 V). La capacità è, per questo motivo, realizzata disponendo in serie due condensatori di valore doppio del richiesto (1120 pF). Per ridurre le perdite dielettriche vengono impiegati condensatori di alta qualità con armature in metallo e dielettrico in propilene.

L'elevata tensione impulsiva tra collettore ed emettitore è anche la ragione principale per effettuare l'accoppiamento simmetrico del trasformatore di riga col transistor. Le tensioni di picco verso massa, per tutti gli avvolgimenti del trasformatore ed anche per i due terminali dell'unità di deflessione, risultano così inferiori a 1 kV. L'accoppiamento simmetrico del transistor col trasformatore porta, inoltre, ad una minore irradiazione a frequenza di riga attraverso il sistema di deflessione e rende così possibile contenere facilmente la tensione di disturbo entro i valori massimi prescritti.

Le due bobine di deflessione poste in serie tra di loro, hanno un'induttanza particolarmente adatta alle caratteristiche del transistor BUY 71 e pertanto vanno collegate direttamente al collettore di quest'ultimo.

Sono previste semplici disposizioni circuitali per proteggere le giunzioni da sovraccarichi di corrente e di tensione. Una limitazione efficace di corrente viene affettuata dalla resistenza di protezione contro le scariche, R_{531} (100 ohm), posta in serie nel circuito di collettore del transistor finale. Questa resistenza ha inoltre la funzione di determinare una stabilizzazione parziale della larghezza dell'immagine al variare della luminosità. Al crescere della luminosità, infatti, riducendosi la EAT, si avrebbe un allargamento dell'immagine; ma la caduta di tensione su R_{531} riduce il valore di alimentazione dello stadio di riga e quindi l'ampiezza della deflessione. I due effetti essendo contrari possono compensarsi.

Il circuito di protezione contro le sovratensioni istantanee che possono presentarsi sulla linea di alimentazione è costituito da D_{524} - C_{524} - R_{524} - C_{523}. I picchi di tensione, aventi un'ampiezza maggiore di quella degli impulsi di ritorno positivi che caricano il condensatore C_{523}, arrivano attraverso il diodo D_{524} al livello di tensione ivi esistente (circa 920 V) e vengono quindi ridotti ad un valore tollerato dal transistor. Questo circuito serve pure per l'alimentazione della griglia G_2 (520 V) e G_3 *(regolazione del fuoco)* del cinescopio.

9.10 - Cause del danneggiamento del transistor finale di riga

Le cause di danneggiamento del transistor finale di riga sono essenzialmente dovute a tre motivi.

Il mancato rispetto del limite di dissipazione, specie durante la fase di turn-off, può causare una alterazione irreversibile nella struttura delle giunzioni. Come si è visto nei paragrafi precedenti, questo inconveniente può essere evitato con una corretta tecnica di pilotaggio, unita ad un adeguato sistema di raffreddamento.

Il mancato rispetto del limite di tensione V_{CEO}, durante il ritorno di riga, può produrre la perforazione della giunzione base-collettore. In generale il circuito viene progettato in modo che l'impulso di fly-back, in condizioni normali, sia inferiore del 20% circa della tensione V_{CEO}. In particolari situazioni transitorie (accensione e spegnimento del televisore), possono nascere particolari sovratensioni. Ad esempio, per tensioni di alimentazione diverse dalle nominali, l'oscillatore di riga può funzionare ad una frequenza più bassa di quella normale: ciò porta ad impulsi di fly-back di ampiezza notevolemte superiore rispetto a quella di progetto.

La terza causa di danneggiamento può derivare da scariche interne nel raddrizzatore di alta tensione; tali cortocircuiti scaricano tutta l'energia immagazzinata

nella capacità di filtro del cinescopio (qualche kpF caricato a 15 kV) sul secondario del trasformatore di EAT, sotto forma di picchi molto intensi di corrente. L'ampiezza di questi ultimi è tale da saturare il nucleo del trasformatore riducendone il valore di induttanza. La corrente di magnetizzazione richiesta all'alimentatore subisce un brusco aumento che risulta, in genere, distruttivo per il transistor finale.

9.11 - Lo stadio pilota

Lo stadio pilota ha il compito di fornire la corrente di eccitazione alla base del transistor finale, per un suo corretto funzionamento. Esso funge anche da stadio separatore tra oscillatore e finale, per evitare che il primo risenta del funzionamento del secondo.

Le caratteristiche che devono essere possedute da questo stadio possono essere così formulate:

- durante il periodo di traccia esso deve fornire allo stadio finale una corrente sufficiente a garantirne la saturazione,
- per una rapida interdizione, all'inizio del ritorno, deve fornire un impulso di tensione con polarità adeguata e con un tempo di salita sufficientemente breve. Questa tensione deve mantenere interdetto il transistor fino ad un istante prestabilito, dopo l'inizio di una nuova scansione.

Al fine di realizzare l'adattamento ottimale di impedenza e di fornire alla base del transistor finale una tensione positiva e negativa per il suo completo pilotaggio, risulta comodo utilizzare un accoppiamento a trasformatore tra driver e stadio di uscita.

Il principio di funzionamento dello stadio pilota è spiegabile facendo riferimento alla Fig. 9.19.

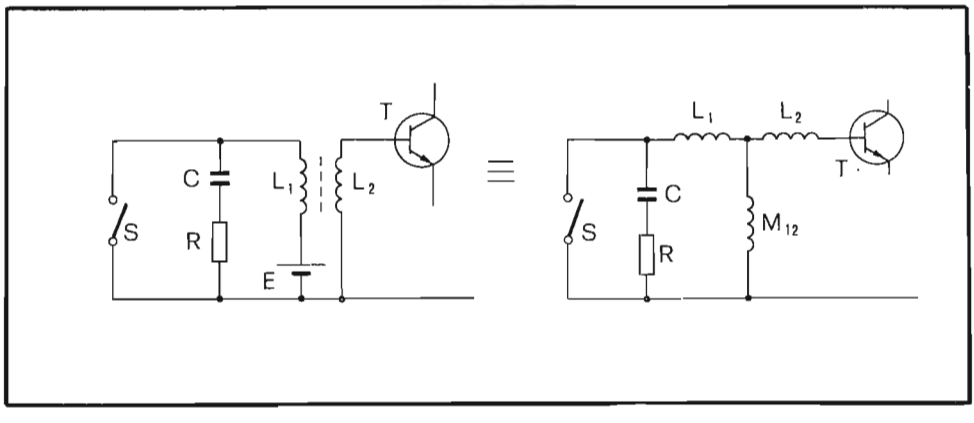


Fig. 9.19 - Principio di funzionamento dello stadio pilota.

Quando S è chiuso, si ha immagazzinamento di energia nel primario del trasformatore e, a seconda della polarità della tensione secondaria, il transistor finale risulterà conduttore o interdetto.

Ci sono due modi possibili di funzionanmento:

a) S chiuso e T conduttore,

b) S chiuso e T interdetto.

Esaminiamo ora quale dei due modi è da preferire, facendo riferimento sempre alla schematizzazione di principio di Fig. 9.19.

Quando S è chiuso, la situazione al primario (corto circuito) è trasferita quasi istantaneamente al secondario, cioè sulla base di T: ciò implica, nel caso a), il rapido passaggio di T alla saturazione e, nel caso b), la sua rapida interdizione. Quando S viene aperto, il circuito, a causa delle capacità distribuite e dei componenti discreti R e C, non è più così veloce: nel caso a) avremo l'interdizione ritardata e nel caso b) il passaggio lento (2-4 μs) alla saturazione.

Si preferisce perciò la soluzione b) perchè garantisce una minor dissipazione del transistor finale durante la transizione saturazione-interdizione. Per questo motivo, quando S è chiuso, la polarità del trasformatore pilota dovrà essere tale da interdire il transistor d'uscita.

Questo operare non simultaneo ha il vantaggio di far presentare, alla base del transistor finale, un'impedenza più bassa nella fase di passaggio all'interdizione. Conseguenza di ciò è una tensione di rottura V_{CER} più alta e quindi un'affidabilità maggiore del circuito.

I componenti discreti R e C servono come rete di smorzamento per ridurre le sovraoscillazioni nelle fasi di commutazione.

La corrente di base del transistor finale, durante la conduzione, decresce con legge esponenziale caratterizzata da una costante di tempo L_{22}/R_2, ove L_{22} rappresenta l'induttanza secondaria del trasformatore pilota ed R_2 la resistenza serie totale del secondario. In pratica è buona norma evitare che la corrente di base abbia un calo superiore al 15% del valore iniziale. A tal fine si sceglie una costante di tempo $L_{22}/R_2 \simeq 200\ \mu s$.

In base alle considerazioni precedenti, possiamo concludere che il transistor pilota deve possedere un'adeguata velocità di commutazione, una bassa V_{CE} di saturazione, una sufficiente tensione V_{CE} di rottura in interdizione e una corrente di collettore massima adeguata alla richiesta del circuito finale.

9.12 - Circuito oscillatore di riga

Il circuito oscillatore di riga deve essere in grado di produrre la forma d'onda richiesta dallo stadio pilota e deve presentare una notevole stabilità di frequenza. Per questo motivo i televisori di più recente costruzione sono equipaggiati con oscillatori sinusoidali, la cui frequenza risulta poco sensibile alle variazioni della tensione di alimentazione ed alle dispersioni di parametri caratteristici dei transistors. Inoltre, con un'opportuna scelta delle caratteristiche termiche degli elementi passivi utilizzati, è possibile raggiungere livelli di stabilità termica impensabili nel

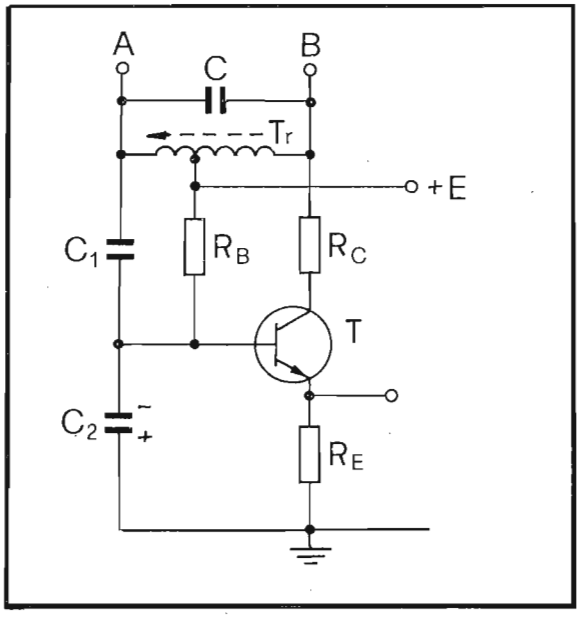


Fig. 9.20-Circuito oscillatore di riga del tipo Hartley

caso di oscillatori bloccati o multivibratori. Di questi ultimi si è già parlato nel caso della deflessione verticale.

Gli oscillatori sinusodali che compaiono nelle schematizzazioni pratiche, sono tutti riducibili ai noti *oscillatori di Colpitts, Hartley e Meissner*. A titolo di esempio consideriamo il circuito indicato in Fig. 9.20. In esso riconosciamo il partitore induttivo, realizzato dal trasformatore T_r, che attua l'inversione di fase necessaria per rendere positiva la reazione. La capacità C, in parallelo e T_r, determina, assieme a C_1 e C_2 e alla induttanza dello stesso T_r, la frequenza di oscillazione del circuito. Questa può venir modificata variando la reattanza applicata tra i morsetti A e B; si sfrutta tale possibilità per *controllare automaticamente* la frequenza dell'oscillatore.

La resistenza R_B polarizza direttamente la giunzione base-emettitore, ma solo nella fase iniziale, giacchè, a regime, si ha il fenomeno dell'*autopolarizzazione* che tende a polarizzare inversamente la stessa giunzione: a questo provvede la capacità C_2 che viene caricata, con le polarità indicate, dal diodo base-emettitore. La resistenza R_C limita l'ampiezza dei picchi di corrente di collettore e perciò tale corrente avrà andamento pressocchè rettangolare. Una forma d'onda di questo genere è disponibile anche ai capi di R_e e può essere utilizzata per il pilotaggio del driver. A volte, in parallelo a R_e è collegata un'induttanza (del valore di qualche centinaio di μH) che produce la sovratensione necessaria affinchè lo stadio pilota controlli in modo migliore l'interdizione di quello finale. Le varianti a questo circuito riguardano, in genere, sono le reti di polarizzazione che, se più elaborate, garantiscono una migliore stabilizzazione termica.

9.13 - Controllo automatico di frequenza e fase (CAF)

La sincronizzazione dell'oscillatore di riga non può essere fatta direttamente dagli impulsi di sincronismo corrispondenti, poichè ne risulterebbe una sensibilità ai disturbi inaccettabile. Si ricorre perciò ad un controllo continuo della frequenza, utilizzando un circuito *comparatore di fase*, analogo a quello usato nei televisori a valvole. Il principio di funzionamento dello schema riportato in Fig. 9.21, è il seguente. La tensione impulsiva presente sul trasformatore di riga viene integrata da una rete RC e trasformata in una tensione a dente di sega. Sul tratto discendente di questa tensione vengono sommati gli impulsi di sincronismo di riga con fase positiva e negativa. Le tensioni risultanti vengono rettificate da due diodi che, così, forniscono due tensioni continue di segno opposto. La somma algebrica di queste ultime, detta *tensione di errore*, risulterà nulla solo quando gli impulsi di sincronismo cadranno esattamente a metà del tratto discendente del dente di sega. In questa situazione la corrente di deflessione orizzontale ha frequenza e fase coincidenti con quelle degli impulsi di sincronismo di riga. Una variazione della fase o, il che è lo stesso, della frequenza fa crescere una tensione e calare l'altra, producendo in uscita una tensione d'errore non nulla, con polarità che dipende dal segno dello sfasamento (Fig. 9.21C).

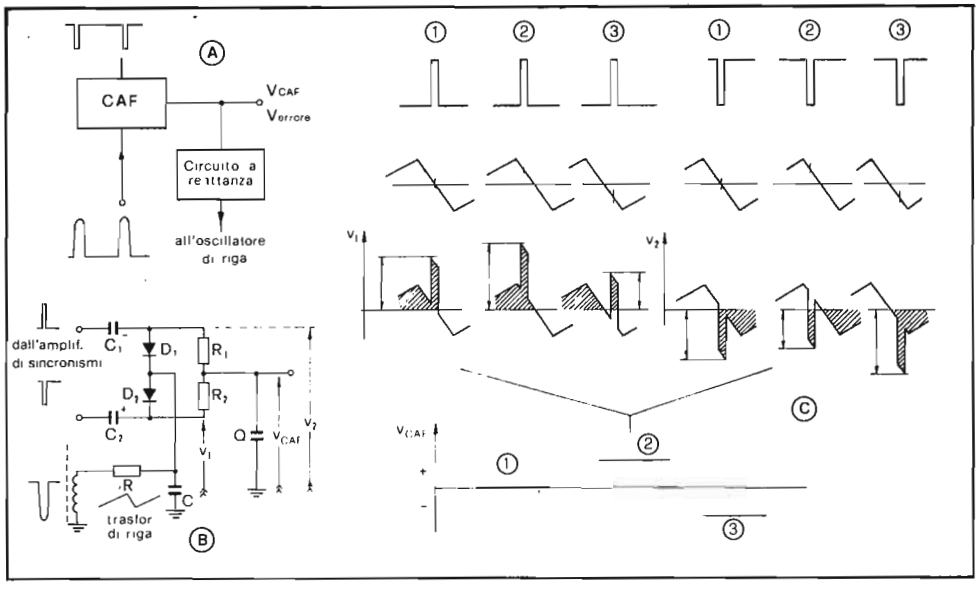


Fig. 9.21 - Schema a blocchi del circuito di CAF (A), esempio pratico di circuito (B) e sue forme caratteristiche (C).

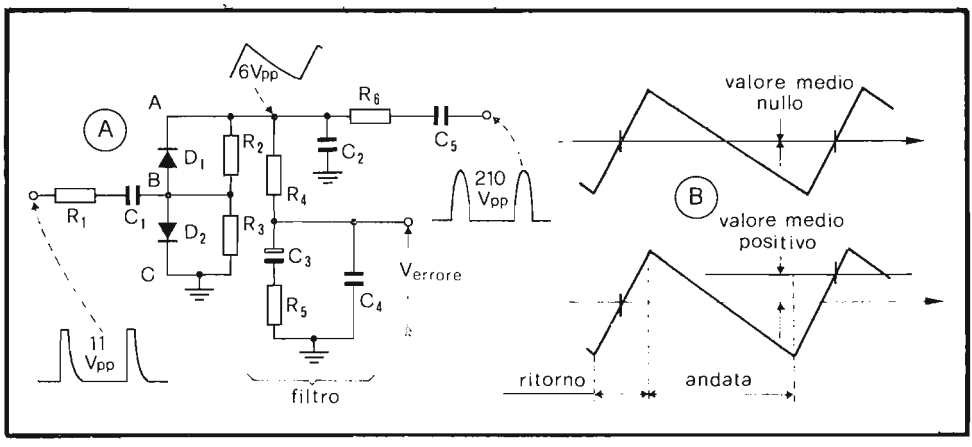


Fig. 9.22 - Schema semplificato di circuito di CAF con impulsi di una sola polarità e forme d'onda caratteristiche.

Un altro esempio di circuito comparatore di fase, che richiede impulsi di sincronismo di una sola polarità ed è perciò chiamato asimmetrico, è riportato in Fig. 9.22.

Gli impulsi di riga positivi, prelevati al collettore del transistor finale, vengono integrati da R_6-C_2 (C_5 separa lo stadio finale da quello comparatore per le componenti continue). Gli impulsi provenienti dall'amplificatore di sincronismo risultano applicati tramite R_1 e C_1 al punto comune dei due diodi D_1-D_2. Poichè i diodi vengono fatti condurre dagli impulsi di sincronismo, considerando per semplicità nulla la loro resistenza diretta, si può affermare che i tre punti A, B e C hanno lo stesso potenziale quando i diodi sono in conduzione. In particolare ne deriva che il punto A è a potenziale zero (potenziale del punto C) nell'istante in cui nel punto B sono presenti gli impulsi positivi di sincronismo. Se la frequenza dell'oscillatore di riga è uguale a quella degli impulsi di sincronismo (15625 Hz) e la differenza di fase è nulla, il dente di sega presente nel punto A passa per lo zero esattamente a metà ritorno, quando sono presenti gli impulsi di sincronismo. La tensione d'uscita sarà nulla, essendo tale il valore medio di quella presente nel punto A. Se in vece le frequenze dei due segnali sono diverse o, comunque, se fra di essi c'è sfasamento, il dente di sega passerà per lo zero in istanti diversi da quelli corrispondenti al centro dei ritorni. La tensione risultante nel punto A non avrà quindi un valore medio nullo. La Fig. 9.22B si riferisce al caso in cui gli impulsi di sincronismo hanno una frequenza maggiore.

Il filtro interposto tra i punti A e C lascia passare il solo valore medio e determina una notevole attenuazione alla frequenza di 50 Hz: ciò per eliminare le alterazioni dovute agli impulsi di sincronismo di quadro che potrebbero produrre lo sbandieramento orizzontale delle prime righe dell'immagine.

La Fig. 9.23 riporta la realizzazione pratica dello schema studiato.

Il catodo del diodo D_1 non è chiuso a massa, come indicato in Fig. 9.22, ma su una tensione continua il cui valore è determinato dalla posizione del cursore del potenziometro P. In questo modo la tensione d'uscita risulterà essere la somma di una tensione continua, stabilita da P, con quella di errore determinata dallo sfasamento tra gli impulsi di sincronismo e quelli di fly-back. I condensatori C_1 e C_2 servono a compensare la fase, in quanto l'impulso di sincronismo non è centrato rispetto al proprio piedestallo e quindi rispetto all'impulso di ritorno di riga.

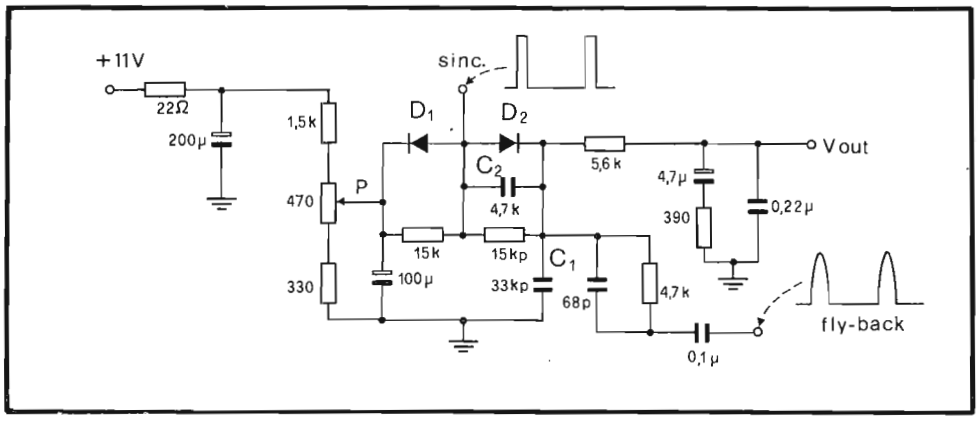


Fig. 9.23 - Schema pratico del circuito di CAF di Fig. 9.22 (CGE).

9.14 - Circuito a reattanza

La tensione disponibile all'uscita del circuito di controllo automatico di frequenza, V_{CAF}, viene inviata, nel caso di impiego di oscillatore di riga sinusoidale, ad un *circuito a reattanza* (Fig. 9.24). Quest'ultimo utilizza un transistor connesso in modo tale da presentare una reattanza tra il suo collettore e massa, quando viene alimentato da una tensione alternata, il cui valore dipende dalla sua corrente di base. Collegando questo dispositivo in parallelo al circuito dell'oscillatore (ad esempio tra il morsetto A e massa del circuito di Fig. 9.20), si può regolare la frequenza di funzionamento modificando semplicemente la corrente di base del transistor T.

La Fig. 9.24 si riferisce al dispositivo in questione. Il transistor è con base a massa per le alternate. Quando all'uscita viene applicata una tensione sinusoidale a 15625 Hz, sovrapposta a quella continua di alimentazione, la corrente del ramo C-R

risulta sfasata di circa 90°, rispetto alla tensione applicata e così pure quella che si sviluppa su R. Quest'ultima tensione viene applicata tra base ed emettitore del transistor, che verrà così ad avere, in ultima analisi, una corrente di collettore sfasata di 90° in anticipo rispetto alla tensione applicata: il circuito è così equivalente ad una capacità.

Se viene variata la corrente di base, variano i parametri del transistor e quindi il valore della reattanza equivalente.

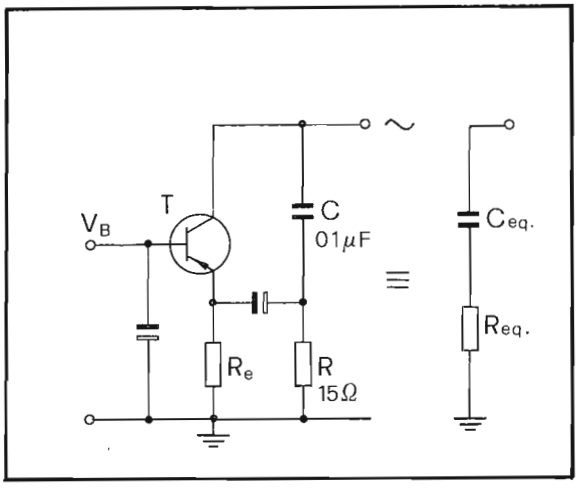


Fig. 9.24 - Circuito a reattanza

Collegando tra di loro i circuiti studiati, nel modo indicato in Fig. 9.1, avremo un controllo automatico della frequenza, quando la tensione d'errore viene utilizzata, con la giusta fase, per polarizzare il transistor del circuito a reattanza.

La soluzione studiata per il circuito di CAF non è ovviamente la sola possibile: in pratica si incontrano soluzioni un po' diverse ma che basano il loro funzionamento sul principio descritto.

9.15 - Esempio di stadio di deflessione di riga

Un esempio pratico di stadio di deflessione orizzontale è riportato in Fig. 9.25. In esso i diodi D_1 e D_2 ricevono, ai loro catodi, gli impulsi di sincronismo di riga negativi ed ai loro anodi la tensione a dente di sega ottenuta integrando, tramite R_1-C_1, la tensione di fly-back negativa presente al punto 4 del primario del trasformatore di riga. La tensione continua di errore, presente sul comparatore di fase,

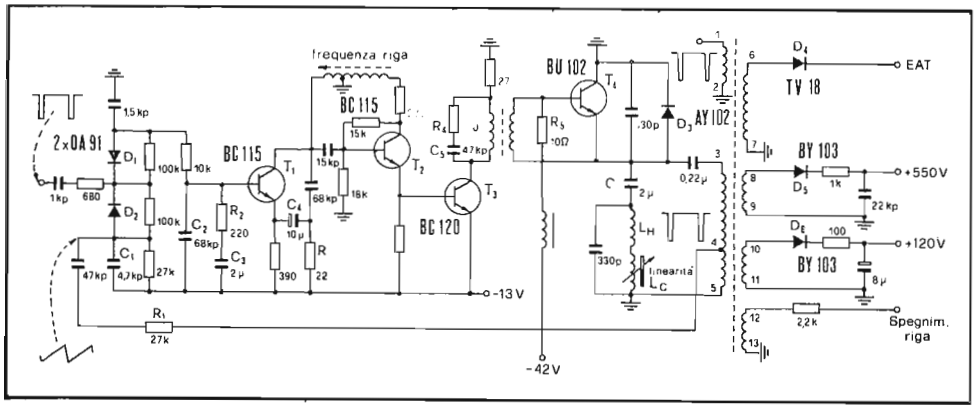


Fig. 9.25 - Esempio di stadio completo di deflessione di riga (Prandoni).

sommandosi a quella di alimentazione, polarizza il transistor T_1 che svolge la funzione di circuito a reattanza. La rete C_2, R_2 e C_3 forma un filtro passa-basso che elimina ogni residuo a frequenza di riga e di quadro nella tensione di polarizzazione di T_1. Il condensatore C_4 e la resistenza R realizzano la rete sfasatrice indispensabile al funzionamento del circuito a reattanza.

Il transistor T_2 funziona come oscillatore Hartley e la sua corrente di emettitore controlla la conduzione del transistor pilota T_3. Al collettore di quest'ultimo è collegato il primario del trasformatore di accoppiamento, ai capi del quale è presente la serie R_4-C_5 che ha il compito di smorzare eventuali oscillazioni spurie che potrebbero manifestarsi durante le commutazioni. Il secondario del trasformatore è collegato tra la base e l'emettitore di T_4 (finale di riga). La resistenza R_5 limita la corrente di base di T_4 ed inoltre, essendo di basso valore (10 ohm), assicura una più alta tensione di break-down V_{CER} a T_4 nella fase di passaggio all'interdizione. Tra collettore ed emettitore è inserito il diodo D_3 (damper).

La corrente di collettore, attraverso la massa, circola nella bobina del giogo L_H attraversando anche l'induttanza di linearità L_C ed il condensatore di blocco per le componenti continue C_S, che realizza anche la correzione ad *esse* della corrente di deflessione.

Una piccola parte della corrente di deflessione attraversa il primario del trasformatore di riga, che è accoppiato con cinque secondari utilizzati per la produzione delle tensioni ausiliarie. L'uscita 1 viene inviata al circuito CAG del tipo gated; la 6, rettificata da D_4, fornisce l'EAT. L'uscita 8, rettificata da D_5, produce l'AT per gli anodi del cinescopio, mentre la 10 rettificata da D_6, fornisce l'AT per l'alimentazione dello stadio finale video. L'uscita 12, infine, produce degli impulsi negativi che, sommati a quelli presenti sulla bobina di deflessione verticale, determinano lo spegnimento del cinescopio durante i ritorni di riga e di quadro.

9.16 - Deflessione di riga a tiristori. Introduzione

Si è visto al paragrafo 1.20 che il tiristore può ritenersi un interruttore statico di potenza. Esso è molto meno sensibile del transistor ai picchi di tensione ed inoltre, per il passaggio allo stato "*on*", richiede una debole corrente di gate: quindi, a parità di altre condizioni, il tiristore (o SCR) dissipa una minor quantità di potenza rispetto al transistor. Queste caratteristiche renderebbero tale componente particolarmente adatto ad essere utilizzato nello stadio finale di riga in sostituzione delle valvole o dei transistors.

In realtà l'introduzione del tiristore nello stadio di deflesione di riga è stata ritardata dalla sua caratteristica, in un certo senso negativa, di richiedere una tensione V_{AK} nulla o negativa per il passaggio allo stato "*off*" (interdizione). Questa caratteristica costringe ad utilizzare circuiti più complicati, che necessitano di un numero maggiore di componenti, rispetto alla soluzione tradizionale a valvole e a transistors. Questo è il motivo per cui lo stadio finale di riga ad SCR fa uso in genere di quattro componenti attivi (due tiristori e due diodi di potenza) assieme ad induttanze e capacità, opportunamente collegati tra loro, per fornire al giogo di deflessione la richiesta corrente a dente di sega.

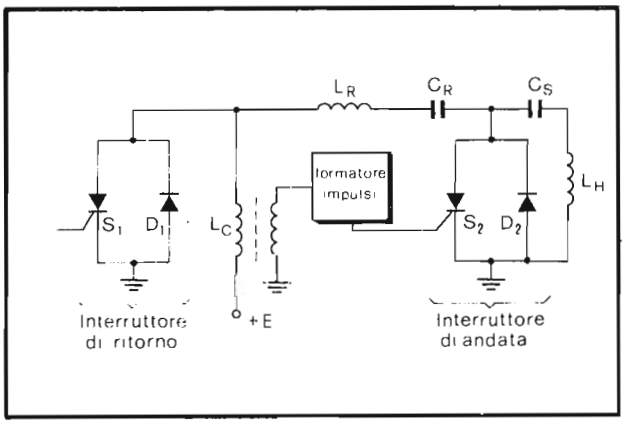


Fig. 9.26 - Schema di principio dello stadio finale di riga e tiristori

9.17 - Principio di funzionamento della deflessione di riga a SCR

In Fig. 9.26 è riportato lo schema di principio dello stadio finale di riga a tiristori. In esso possiamo riconoscere tre parti fondamentali:

- un circuito interruttore che produce la corrente per il ritorno del raggio (S_1-D_1),
- un circuito interruttore che produce la corrente per l'andata del raggio (S_2-D_2),
- un circuito di deflessione, la cui induttanza totale è rappresentata con L_H.

La tensione di alimentazione E è applicata al circuito attraverso l'avvolgimento primario della bobina di carica L_C. Sullo stesso nucleo di L_C si trova un avvolgimento secondario ai capi del quale sono disponibili degli impulsi che, opportunamente formati, hanno il compito di pilotare il gate di S_2 e quindi il suo innesco.

Il circuito serie L_R-C_R possiede una frequenza di risonanza tale che il suo semiperiodo corrisponde all'incirca alla durata del ritorno.

L_H rappresenta l'induttanza globale del giogo di deflessione e del trasformatore di riga. Essa è collegata al circuito di comando attraverso il condensatore C_S che introduce la richiesta distorsione ad *esse*. Il circuito accordato L_H-C_S determina, perciò, la forma della crescita della corrente durante l'andata. I diodi D_1 e D_2 hanno il compito di proteggere rispettivamente S_1 e S_2; essi corticircuitano la forte tensione inversa che si manifesta nella fase di passaggio allo stato *off* degli SCR.

Il funzionamento dello stadio finale di riga a tiristori si basa sulla carica e scarica di induttanze e capacità, ad opera degli SCR e dei diodi. Il modo di operare di tale circuito risulterà più chiaro se si terranno presenti alcuni risultati ai quali si è pervenuti nel primo capitolo. Per quanto riguarda i diodi, bisogna ricordare che la loro conduzione è possibile solo quando l'anodo è positivo rispetto al catodo (la V_{AK} è allora di circa 0.6 V) e che risultano interdetti o quando non è applicata loro alcuna tensione o quando la giunzione risulta polarizzata inversamente (anodo negativo rispetto al catodo). Per ciò che riguarda gli SCR si deve tener presente che la loro conduzione è possibile quando, contemporaneamente, viene applicata una tensione positiva sia all'elettrodo di gate che a quello d'anodo. Per bloccarli non basta rimuovere la tensione positiva presente al gate (impulso d'innesco) ma occorre togliere la tensione positiva all'anodo o invertirla di polarità.

Possiamo ora descrivere il funzionamento dello stadio. Ciascuno dei due circuiti risonanti viene inserito e disinserito negli istanti prestabiliti dal proprio interruttore bipolare, formato dalla coppia tiristore-diodo. In ciascun circuito l'energia passa perciò alternativamente dalla bobina al condensatore, al ritmo imposto dalla propria frequenza di risonanza. Per compensare le inevitabili perdite che intervengono nei circuiti di commutazione, durante l'andata viene inviata, attraverso la bobina L_C, l'energia proveniente dall'alimentatore che fornisce una tensione E.

La successione delle varie fasi può essere compresa con l'aiuto della Fig. 9.27.

t_0-t_2: *prima metà dell'andata*. In questa fase la corrente di deflessione scorre attraverso il diodo D_2, l'induttanza di deflessione L_H ed il condensatore C_S, caricando quest'ultimo con le polarità indicate in Fig. 9.28. Il flusso di corrente ha luogo grazie all'energia accumulata in L_H nel periodo di deflessione precedente. In questa condizione la corrente attraversa L_H dall'alto verso il basso; allora, in base alla convenzione sui segni e sui versi indicata in Fig. 9.27, il pennello elettronico si sposterà da sinistra al centro. In questa fase l'anodo di S_2 è negativo rispetto al catodo: perciò, pur essendoci tensione positiva sul gate, S_2 risulterà interdetto.

t_2-t_5: *seconda metà dell'andata*. Quando la corrente in L_H ha raggiunto la linea di zero, C_S si è completamente caricato con le polarità indicate in Fig. 9.29. La contemporanea presenza di una tensione positiva tra gate e catodo di S_2 permette a quest'ultimo il passaggio allo stato *on*. Ora C_S si scarica su L_H ed

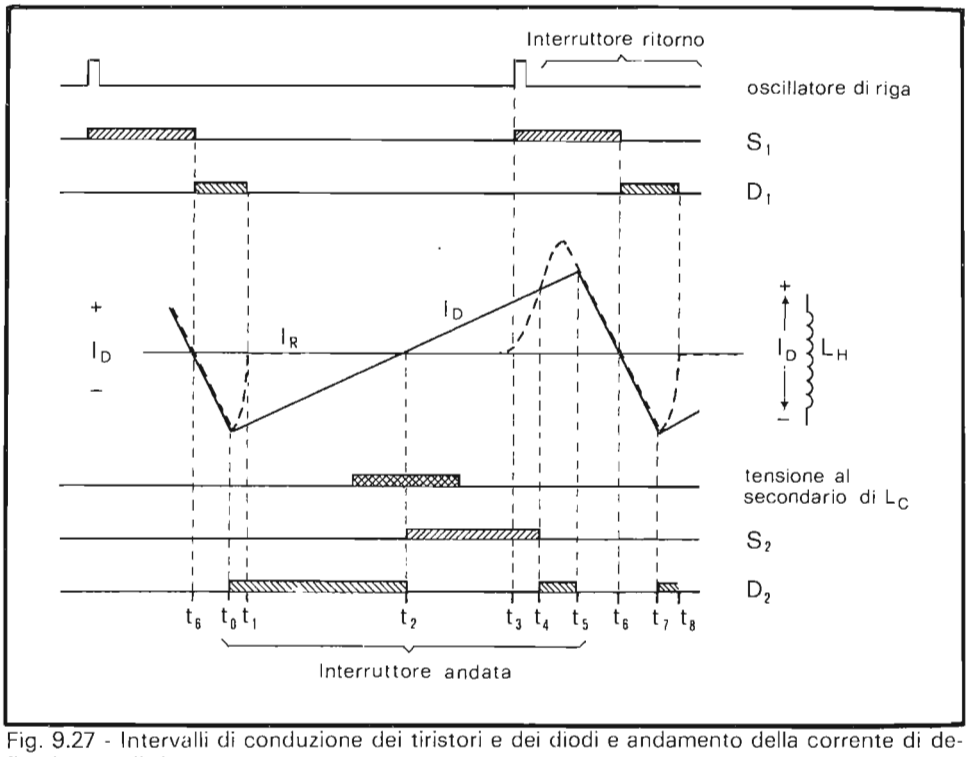


Fig. 9.27 - Intervalli di conduzione dei tiristori e dei diodi e andamento della corrente di deflessione e di ritorno.

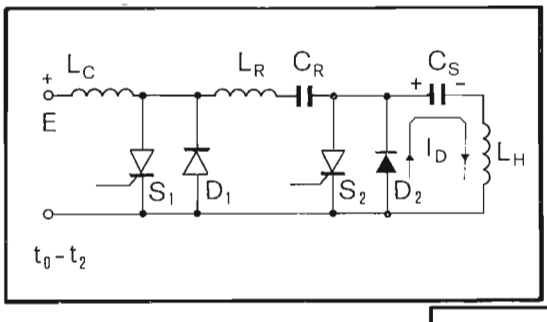


Fig. 9.28 - Situazione nella prima metà dell'andata

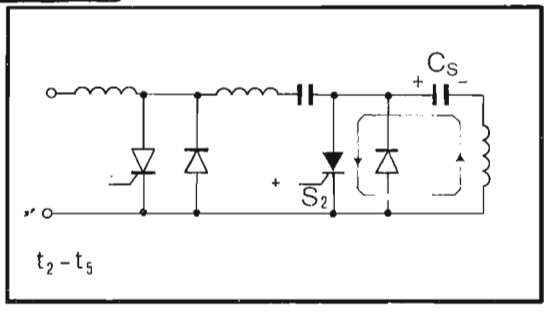


Fig. 9.29 - Situazione nella seconda metà dell'andata

S_2, facendo circolare una corrente di deflessione che attraversa L_H dal basso all'alto: il pennello si sposterà allora dal centro a destra.

t_3-t_5: *preparazione del ritorno di riga*. Nell'istante t_3, circa 3μs prima della fine della seconda metà dell'andata, viene inviato al gate di S_1 un impulso positivo di comando, proveniente dall'oscillatore di riga. Poichè l'anodo di S_1 è già positivo inizierà a circolare la corrente I_R che attraverserà L_R e C_R. Quest'ultimo si era caricato, alla tensione E, nella fase d'andata con le polarità indicate in Fig. 9.30 e, quindi, scaricandosi su L_R, determinerà una corrente sinusoidale I_R la cui frequenza sarà molto più alta di quella di riga. I_R si chiuderà attraverso i due SCR ed il suo effetto sarà quello di ridurre la corrente totale

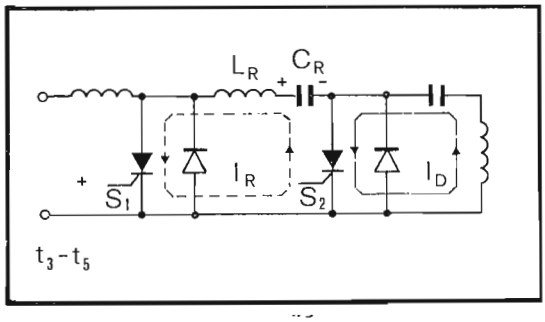


Fig. 9.30 - Situazione nella fase di preparazione del ritorno di riga

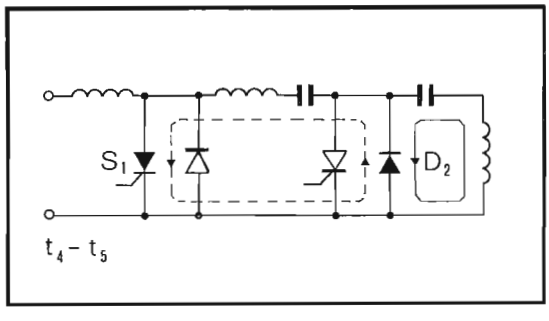


Fig. 9.31 - Situazione all'inizio del ritorno di riga

in S_2 e quindi la corrente di deflessione I_D. Nell'istante t_4 quest'ultima e quella di risonanza I_R sono di uguale valore, ma di segno opposto. La corrente di S_2 è nulla e pertanto l'SCR si interdice. La corrente I_D continua ora a circolare in D_2 che è portato in conduzione da I_R (Fig. 9.31), essendo nell'intervallo t_4-t_5 I_R maggiore di I_D. Nell'istante t_5 abbiamo $I_R = I_D$: la corrente totale in D_2 è nulla e quindi anche il diodo si interdice. A partire da questo istante I_D deve chiudersi entro S_1. La corrente di deflessione viene a coincidere con quella di risonanza del circuito formato dalla serie L_H, C_S, L_R e C_R.

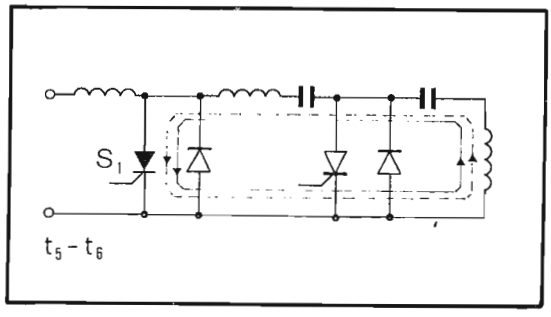


Fig. 9.32 - Situazione nella prima metà del ritorno

t_5-t_7: *ritorno di riga*. Quanto verificatosi nel precedente intervallo determina l'inizio del ritorno che è controllato da S_1 nell'intervallo t_5-t_6 e da D_1 nell'intervallo t_6-t_7. In t_6 accade quanto era successo in t_2. Cioè: l'SCR, rimanendo senza corrente, si interdice, ma contemporaneamente il diodo passa in conduzione. La corrente in D_1 si esaurirà nell'istante t_8 dopo che la conduzione di D_2, che ha inizio in t_7, sottrae il circuito di deflessione a quello di ritorno. In t_8 l'interruttore (S_1-D_1) di ritorno è aperto e, quindi, l'alimentatore è in grado,

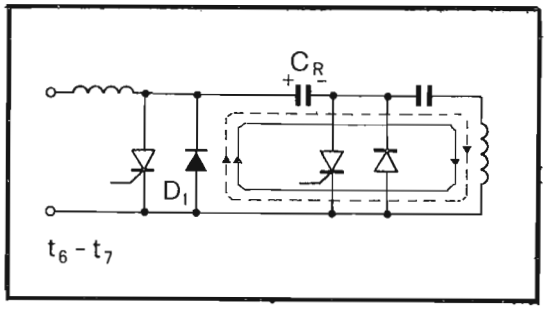


Fig. 9.33 - Situazione nella seconda metà del ritorno

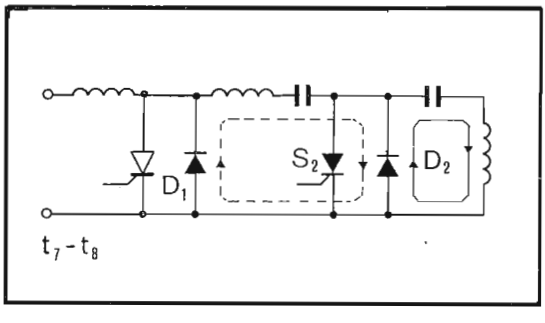


Fig. 9.34 - Situazione alla fine del ritorno

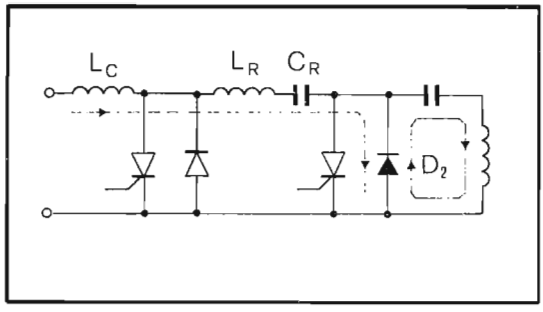


Fig. 9.35 - Situazione all'inizio dell'andata

attraverso L_C e L_R, di caricare C_R fornendo così al circuito l'energia che questo aveva perduto durante il ciclo precedente.
Sempre nell'istante t_8 la corrente entro L_C subisce una diminuzione, poichè in serie a L_C vengono collegate L_R e C_R. A questa variazione di corrente fa riscontro un aumento di tensione su L_C che viene trasmessa al secondario e da questo al circuito formatore di impulsi, che ha il compito di produrre l'accensione di S_2 nell'istante t_2.

9.18 - Analisi di un circuito pratico di deflessione di riga a tiristori

In Fig. 9.36 è riportata la realizzazione pratica di uno stadio finale di riga operante secondo lo schema di principio di Fig. 9.26. La tensione di alimentazione di 230 V è ottenuta direttamente dalla rete dopo una rettificazione ad una semionda ed un filtraggio con rete RC a *pi-greco*.

Per stabilizzare la larghezza dell'immagine, contro eventuali variazioni della tensione di alimentazione, si ricorre all'uso del *trasduttore* T_{331}. Nel seguito ne verrà spiegato il funzionamento.

Le induttanze L_{340} ed L_{342} corrispondono ad L_C ed L_R, nello schema di principio di Fig. 9.26. L_{342} è regolabile in modo da permettere la modificazione della frequenza del circuito oscillante e stabilire così il tempo di ritraccia. Il condensatore di ritorno C_R è in pratica suddiviso nei due condensatori C_{348} e C_{350}; in tal modo la tensione applicata viene ripartita tra essi. Oltre a ciò, questa ripartizione consente di collegare a massa, in corrispondenza del punto comune dei due condensatori C_{348} e C_{350}, il circuito oscillante C_{349}-L_{349}, nel quale l'induttanza risulta fortemente smorzata da R_{349}. Questa soluzione permette di eliminare valori eccessivi di punta della corrente di scarica ed aventuali tendenze del circuito ad entrare in oscillazione all'inizio dell'andata. In parallelo a C_{349} possono venir collegate le capacità C_{351} e C_{352}, per la regolazione della larghezza. Ciò permette una variazione di circa ± 15 mm dellla larghezza dell'immagine così da adattarla alle reali dimensioni dello schermo del cinescopio impiegato.

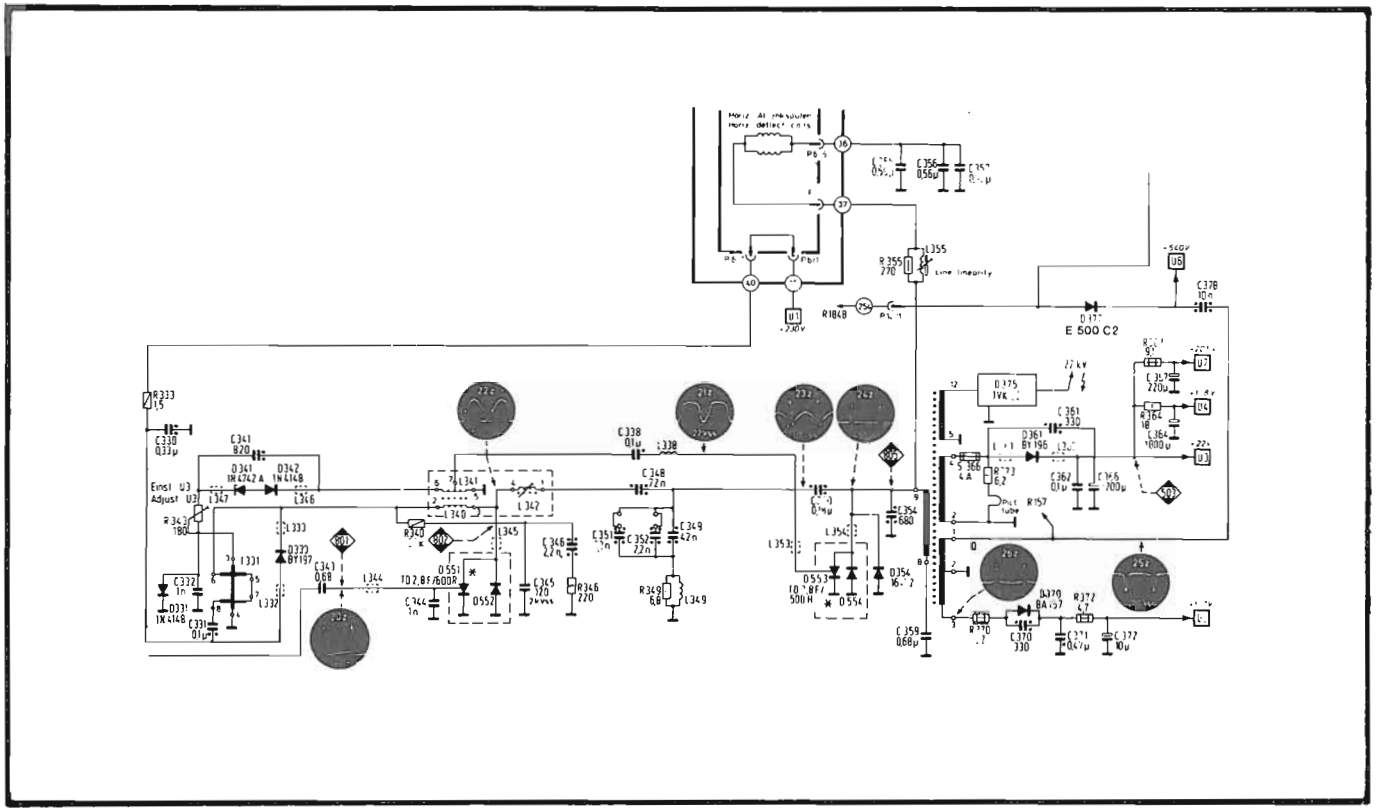


Fig. 9.36 - Schema elettrico di un circuito di deflessione di riga a tiristori (Blaupunkt).

L'interruttore di ritorno D_{551}-D_{552} è smorzato dalla rete R_{346}-C_{346}-C_{345}, con lo scopo di rallentare la velocità di crescita della tensione V_{AK} che, altrimenti, potrebbe causare l'innesco dell'SCR.

Per evitare irradiazioni da parte dei circuiti di commutazione, vengono inserite delle *perline di ferrite* sui terminali di gate degli SCR.

L'innesco dell'interruttore di andata (D_{553}-D_{554}) viene ottenuto inviando gli impulsi quasi rettangolari, presenti sul secondario L_{340} della bobina di carica L_{340}, sul gate di D_{553}, attraverso il condensatore C_{338}.

L'induttanza di deflessione L_H è formata dall'induttanza totale del circuito di deflessione (bobina di linearità + bobina del giogo) con quella del trasformatore di riga. La capacità C_S di correzione è data dal parallelo di C_{355}-C_{356}-C_{357}.

Accoppiati magneticamente al primario del trasformatore di riga, ci sono diversi secondari che forniscono:

- la EAT (piedini 5-12),
- la tensione di accensione del tubo a raggi catodici e le BT ausiliarie (2-4),
- gli impulsi negativi (200 V pp) per lo spegnimento di riga (1-2),
- la tensione (140 V) per l'alimentazione dello stadio finale video e della pulsantiera di sintonia (2-3).

Il diodo D_{377} rettifica gli impulsi presenti al punto 9 del trasformatore di riga e fornisce una tensione di 540 V per l'alimentazione della griglia 2 e dell'elettrodo di focalizzazione del cinescopio.

Come era stato accennato in precedenza, il circuito è dotato di un dispositivo per la stabilizzazione della larghezza dell'immagine contro le variazioni della tensione di rete. Questo controllo è realizzato impiegando un trasduttore magnetico. Il funzionamento del circuito di regolazione consiste in una modificazione della tensione di carica del condensatore C_R durante l'andata, in modo che l'ampiezza della corrente di deflessione resti costante al variare sia della tensione di alimentazione che del carico (rappresentato dalla corrente del pennello elettronico del cinescopio).

L'energia associata alla carica di C_R viene utilizzata per compensare le perdite del circuito di deflessione; risulta allora evidente che, al diminuire di quella, diminuisce l'ampiezza e viceversa.

Quando il tiristore di commutazione D_{551} è in conduzione, l'impedenza di carica L_C è collegata, attraverso il diodo D_{333} e la resistenza di limitazione R_{333} alla linea di alimentazione, dalla quale viene prelevata l'energia necessaria alla successiva deflessione. In seguito al bloccaggio di D_{551} questa energia immagazzinata dapprima in L_C viene trasferita sui condensatori C_{348}, C_{349} e C_{350}. Il diodo D_{333} rimane conduttore fino a che la tensione presente al suo catodo supera quella dell'anodo, in conseguenza dell'oscillazione che nasce dal trasferimento di energia da L_C ai condensatori C_{348}, C_{349} e C_{350} (circuito oscillante).

In seguito alla disinser zione del diodo D_{333}, l'induttanza L_T del trasduttore risulta collegata, attraverso C_{321} in serie al circuito oscillante. In questo modo la frequenza di risonanza del circuito viene modificata e così pure la tensione presente su C_R (C_{348}-C_{349}-C_{350}) nell'istante di inizio del ritorno di riga (Fig. 9.37). Tale tensione determina il valore di energia disponibile per il successivo periodo di defles-

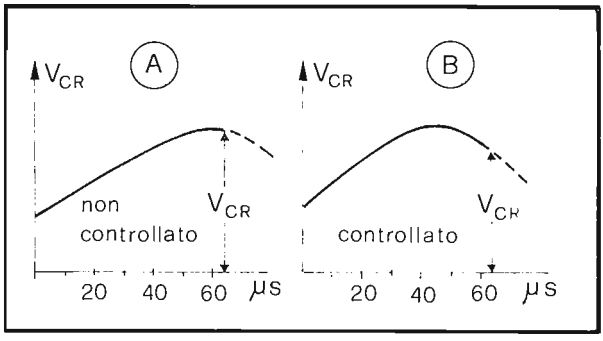


Fig. 9.37 - Controllo della larghezza di deflessione orizzontale variando la tensione di carica del condensatore di ritorno

sione e, quindi, l'ampiezza della corrente di deflessione ovvero la larghezza dell'immagine.

Se la tensione di alimentazione diminuisce, cala pure l'ampiezza dei picchi di tensione disponibili ai capi del secondario di L_C. Questi picchi, rettificati, fanno diminuire la corrente media che attraversa l'avvolgimento di controllo del trasduttore e, quindi, l'intensità della premagnetizzazione. A ciò fa seguito un aumento del valore di induttanza del trasduttore e, di conseguenza, una diminuzione della frequenza di oscillazione del circuito. All'inizio del ritorno, la tensione su C_R sarà maggiore (A). Al contrario, se la tensione di alimentazione cresce, aumenta la corrente di premagnetizzazione e quindi cala il valore di induttanza del trasduttore e cresce la frequenza di oscillazione del circuito, cosicchè risulta su C_R una tensione minore nell'istante di inizio del ritorno di riga (B).

Per una regolazione manuale della quantità di energia disponibile per il successivo periodo di deflessione e, quindi, in ultima analisi, della tensione di alimentazione disponibile al secondario del trasformatore di riga, è previsto il potenziometro R_{343}.

CAPITOLO X

La sezione sincronismi integrata. I telecomandi

10.1 - La sezione sincronismi integrata. Introduzione

Le funzioni di preamplificatore video, controllo automatico di guadagno, separatore di sincronismi, formatore dell'impulso di sincronismo di quadro, oscillatore di riga e relativa sincronizzazione possono essere tutte o in parte realizzate da uno o più circuiti integrati, con l'aggiunta di un limitato numero di componenti periferici.

Nei paragrafi seguenti verranno passati in rassegna i circuiti integrati di uso più frequente che si riferiscono a tale settore di applicazione.

10.1.1 - Il TAA 790

Il TAA 790 è un circuito integrato monolitico al silicio, in contenitore plastico a 14 piedini del tipo dual-in-line (TO-116), che effettua la separazione dei sincronismi e la sincronizzazione dello stadio di deflessione di riga nei ricevitori televisivi. Esso comprende:

- il separatore di sincronismi con soppressione dei disturbi;
- il comparatore di fase;
- uno stadio di commutazione per l'adattamento automatico dell'immunità ai disturbi;
- l'oscillatore di riga.

La Fig. 10.1 riporta uno schema elettrico d'impiego e lo schema a blocchi del TAA 790.

Il circuito separatore a due stadi separa gli impulsi di sincronismo dal segnale video composito. Un segnale di soppressione per i disturbi può essere applicato al piedino 8.

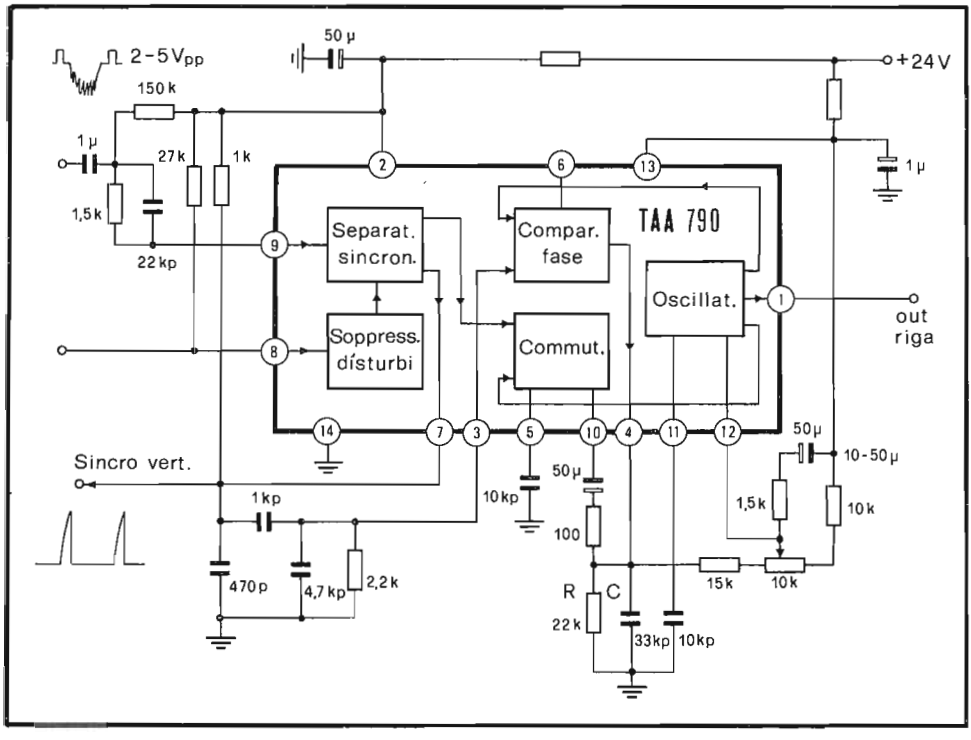


Fig. 10.1 - Schema a blocchi del TAA 790, e suo circuito d'impiego nella sezione sincronismi di un televisore.

Gli impulsi in uscita dal separatore di sincronismi, differenziati, sono confrontati con quelli disponibili sull'oscillatore all'interno del comparatore di fase. Il segnale d'uscita di quest'ultimo è inviato all'ingresso di controllo dell'oscillatore (piedino 12), attraverso un filtro i cui parametri vengono cambiati a seconda dello stato di sincronizzazione. Uno stadio commutatore, infatti, allarga la banda del filtro in condizioni di non sincronizzazione, rendendo così più facile l'agganciamento, mentre la restringe in condizioni di sincronizzazione, assicurando così un funzionamento insensibile ai disturbi.

La tensione di alimentazione positiva è collegata ai piedini 2 e 13 attraverso due resistenze. Al piedino 2 è richiesta una tensione ben filtrata e a ciò provvede una rete RC. La tensione al piedino 13 è invece stabilizzata da un diodo Zener interno all'integrato.

Il segnale video con modulazione negativa viene portato al TAA 790 attraverso una rete di accoppiamento a RC. Il transistor soppressore di disturbi ha la base collegata al piedino 8 ed è mantenuto in conduzione dalla corrente in arrivo attraverso la resistenza connessa al piedino 2. Se viene richiesta la soppressione dei disturbi, basta applicare al piedino 8 un segnale video di fase invertita.

L'uscita dello stadio separatore è collegata al piedino 7 e gli impulsi di sincronismo, separati dal segnale video, sono disponibili sulla resistenza collegata allo stesso piedino. Gli impulsi vengono inviati ad una rete integratrice per la sincronizzazione dello stadio verticale e, attraverso un filtro di accoppiamento, al comparatore di fase.

La capacità collegata tra il piedino 11 e massa determina la frequenza dell'oscillatore (deve avere pertanto una tolleranza del ± 5%). E' possibile modificare questa frequenza applicando una tensione continua al terminale 12. Questa tensione è prelevata tra il piedino 13 (dove è stabilizzata dal diodo Zener interno) ed il 4 (dove è disponibile la tensione continua in uscita dal circuito comparatore di fase) attraverso un potenziometro e due resistenze. Il piedino 6 può essere utilizzato per la regolazione dello spostamento di fase e quindi anche della posizione orizzontale dell'immagine sullo schermo.

La costante di tempo del circuito d'uscita dl comparatore di fase, come si è detto, viene variata dal circuito di commutazione. Nel caso di sincronizzazione orizzontale, il transistor dello stadio di commutazione cortocircuita a massa il piedino 10; la costante di tempo del circuito RC viene così incrementata e quindi viene diminuita la frequenza di taglio della rete filtrante del comparatore di fase. In questo modo il segnale di controllo generato dallo stadio comparatore di fase viene filtrato meglio, permettendo così un funzionamento insensibile ai disturbi in condizioni di sincronizzazione.

10.1.2 - I TBA 940/950

Il TBA 940 ed il TBA 950 sono circuiti integrati monolitici al silicio in contenitore plastico a 14 piedini del tipo dual-in-line. Essi sono adatti, rispettivamente, al pilotaggio di un circuito di deflessione di riga a tiristori o a transistor; differiscono, pertanto, solo per la forma e per la fase dell'impulso di pilotaggio di riga che esce al piedino 2.

I due circuiti integrati realizzano le seguenti funzioni:

- separatore di sincronismi con soppressione dei disturbi,
- integratore dell'impulso di sincronismo di quadro,
- comparatore di fase,
- stadio di commutazione per il cambio automatico dell'immunità ai disturbi,
- oscillatore di riga,
- circuito di controllo di fase,
- stadio di uscita.

Come si può facilmente notare, dal confronto degli schemi a blocchi contenuti nelle Figg. 10.1 e 10.2, i TBA 940/950 non differiscono sostanzialmente dal TAA 790, di cui costituiscono una versione tecnologicamente più evoluta.

Per garantire un funzionamento sicuro dello stadio finale di riga, in ogni condizione, sono previsti dei circuiti di protezione. Ad esempio, se la tensione di alimentazione si abbassa notevolmente (come nella fase di spegnimento del televisore), un apposito circuito interno entra in funzione assicurando ancora degli impulsi a

frequenza di riga fino a $V_P = 4$ V. In questo modo si evita che all'uscita siano presenti impulsi di durata e frequenza incontrollate. Al contrario, in fase di crescita della tensione di alimentazione, impulsi di durata e di frequenza definite si presenteranno in uscita non appena la V_P diventerà maggiore di 4.5 V.

Per quel che riguarda il funzionamento dei TBA 940/950 è sufficiente riferirsi a quanto detto nel paragrafo 10.1.1.

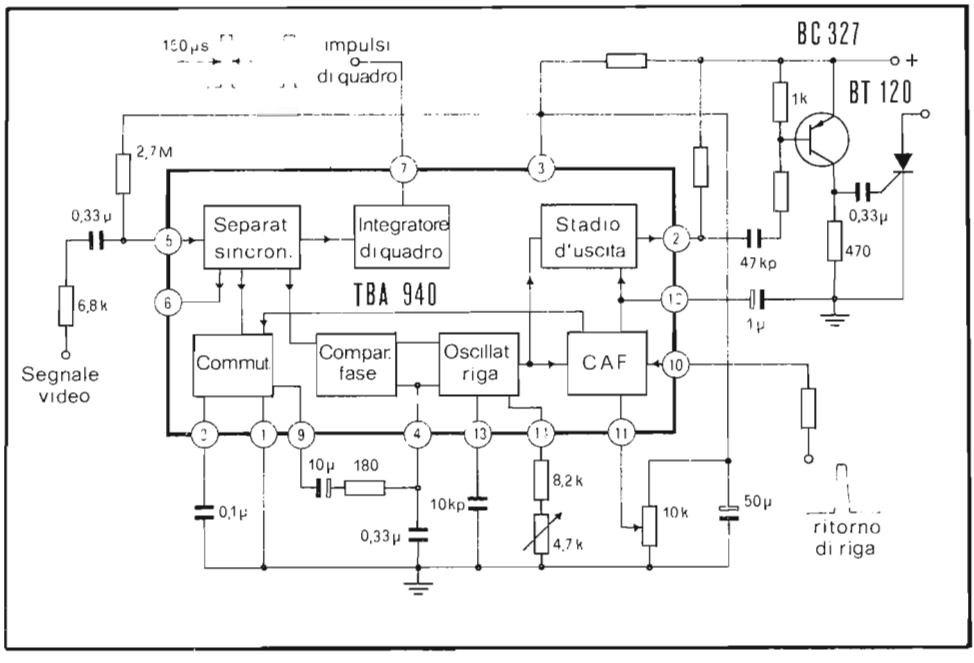


Fig. 10.2 - Schema a blocchi del TBA 940, e suo circuito d'impiego nella sezione sincronismi di un televisore.

10.1.3 - Il TBA 920

Il TBA 920 è un circuito integrato monolitico al silicio in contenitore plastico a 16 piedini del tipo dual-in-line. Esso è in grado di realizzare le seguenti funzioni:

- separatore degli impulsi di sincronismo,

- invertitore dei disturbi (opzionale),
- oscillatore di riga,
- comparatore di fase tra gli impulsi di sincronismo e la tensione dell'oscillatore di riga,
- comparatore di fase tra la tensione dell'oscillatore di riga e quella di fly-back,
- commutatore automatico del guadagno e della costante di tempo del circuito comparatore,
- formatore e amplificatore della forma d'onda d'uscita per pilotare direttamente lo stadio finale di riga, sia esso a transistor o a tiristori.

La Fig. 10.3 riporta uno schema tipico d'impiego del TBA 920 ed il suo schema a blocchi.

Il segnale con modulazione negativa, proveniente dal preamplificatore video, passa attraverso una rete di accoppiamento e giunge al separatore di sincronismi attraverso il piedino 8. Il separatore può essere inibito dal circuito invertitore di disturbi, qualora al piedino 9 pervenga, assieme al segnale video, un disturbo di notevole intensità. Gli impulsi di sincronismo, separati dal segnale di luminosità,

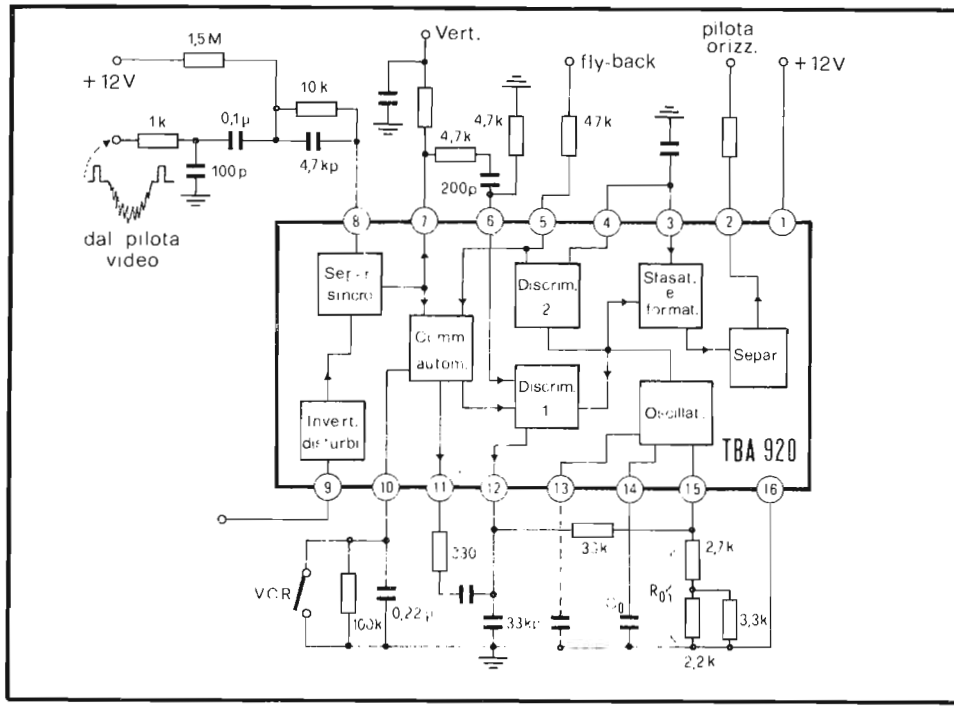


Fig. 10.3 - Schema a blocchi del TBA 920, e suo circuito d'impiego nella sezione sincronismi di un televisore.

sono disponibili al piedino 7; da quest'ultimo vanno al circuito di deflessione verticale (attraverso una rete integratrice), al piedino 6 e quindi al primo discriminatore di fase (attraverso una rete differenziatrice). L'amplificazione di questa rete di controllo e la sua risposta in frequenza sono controllate dallo stadio di commutazione. Quest'ultimo, a sua volta, può essere controllato manualmente attraverso il piedino 10.

La frequenza di funzionamento del circuito oscillatore è determinata dagli elementi R_o e C_o collegati ai terminali 14 e 15. Al piedino 13 può essere connessa una capacità di disaccoppiamento sulla linea di alimentazione dell'oscillatore. Variando la resistenza R_o viene modificata la tensione continua al piedino 15 e, quindi, la frequenza dell'oscillatore. Il segnale in uscita di quest'ultimo viene inviato allo stadio formatore-sfasatore. La durata dell'impulso si uscita (piedino 2) è determinata dal valore della capacità inserita tra i piedini 4-3 e massa.

Il controllo della fase del segnale d'uscita viene effettuato dal secondo discriminatore di fase che confronta il segnale dell'oscillatore con quello di fly-back in arrivo al piedino 5

Anche nel TBA 920 il circuito di commutazione permette di variare, tra l'altro, la costante di tempo del primo circuito discriminatore così da avere, in condizioni di sincronizzazione, una limitatissima sensibilità ai disturbi. Nel caso di mancata sincronizzazione, la velocità di intervento del discriminatore viene aumentata in seguito alla riduzione della costante di tempo del circuito di filtro, permettendo con ciò una più ampia capacità di agganciamento da parte del discriminatore. Quest'ultima condizione di funzionamento può essere scelta manualmente connettendo, attraverso un commutatore, il piedino 10 e massa. Questa situazione è particolarmente favorevole nel caso di riproduzione di video-registrazioni. In tal caso, infatti, le piccole variazioni di fase del video-registratore vengono facilmente compensate dal circuito discriminatore, che, in queste condizioni, ha un guadagno in reazione minore e una curva di risposta in frequenza più ampia.

10.1.4 - Il TAA 700

Il TAA 700 è un circuito integrato monolitico al silicio in contenitore plastico a 16 terminali del tipo quad-in-line, adatto ad essere impiegato come elaboratore dei segnali di sincronismo in un ricevitore TV.

Come appare dalla Fig. 10.4 esso realizza le seguenti funzioni:

- preamplificatore video con uscita di tipo emitter-follower,
- CAG-gated, in grado di controllare sia l'amplificatore di FI video che il tuner (l'azione su quest'ultimo è ritardata),
- inversione di disturbi per lo sblocco dei circuiti di CAG e separatore di sincronismi,
- separazione di sincronismi,
- sincronizzazione automatica orizzontale,
- separazione dell'impulso di sincronismo verticale,
- possibilità di effettuare lo spegnimento delle ritracce direttamente nell'amplificatore video.

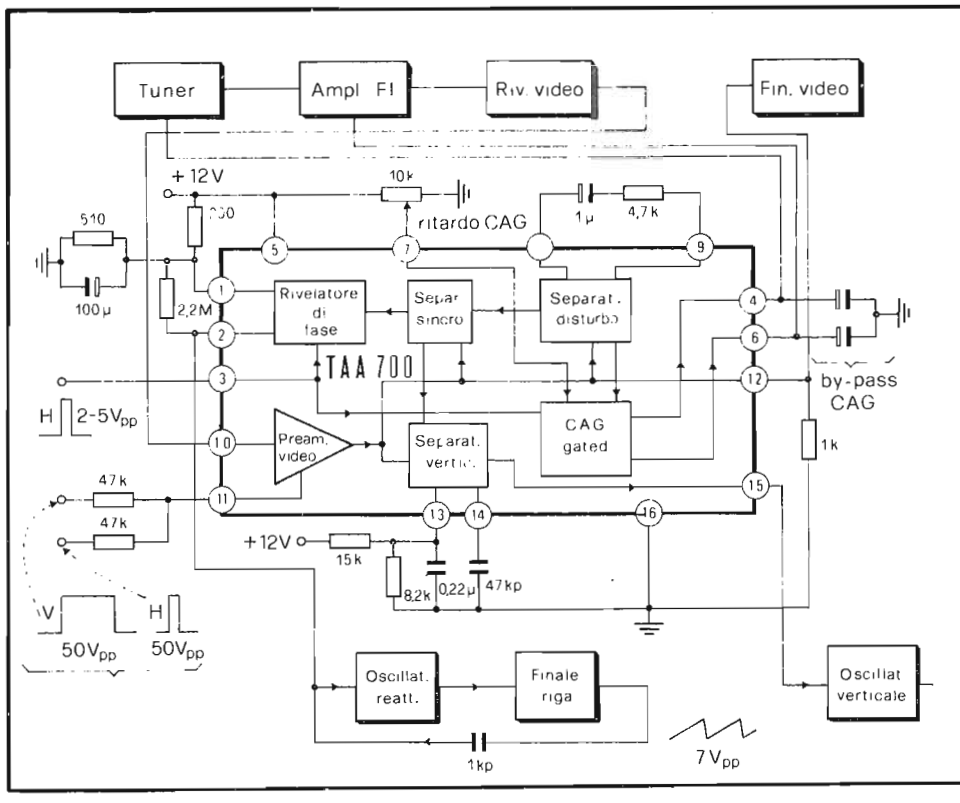


Fig. 10.4 - Schema a blocchi del TAA 700, e suo circuito d'impiego nella sezione sincronismi di un televisore.

Il circuito è stato progettato per essere utilizzato nei ricevitori equipaggiati con tubi o transistors negli stadi finali video e di deflessione e con transistors n-p-n nel tuner e nell'amplificatore di FI video.

Il TAA 700 può funzionare solo con segnali video a modulazione negativa. Passiamo ora a descrivere il funzionamento.

Il segnale presente all'uscita del rivelatore video entra nel circuito attraverso il piedino 10, viene amplificato e risulta disponibile al piedino 12. Internamente esso viene inviato allo stadio separatore di sincronismi, allo stadio separatore di disturbi ed al circuito di CAG del tipo gated.

Le tensioni di controllo del guadagno degli stadi amplificatori di FI video e del tuner risultano disponibili ai piedini 4 e 6. La costante di tempo del circuito separatore di disturbo viene stabilita con i valori della rete RC serie collegata tra i piedini 8

e 9. Il ritardo dell'azione della tensione di CAG applicata al tuner, rispetto a quella fornita all'amplificatore di FI video è regolata per mezzo di un potenziometro applicato tra i piedini 5, 7 e massa (16).

Gli impulsi di sincronismo verticali sono disponibili al piedino 15, formati e separati da quelli orizzontali per mezzo di un integratore a soglia la cui costante di tempo è determinata dalle capacità inserite tra i terminali 14-16 e 13-16.

Gli impulsi di sincronismo orizzontale vengono inviati ad un circuito a coincidenza assiema agli impulsi di fly-back in arrivo al terminale 3. Il segnale di uscita del rivelatore di fase a coincidenza è disponibile al piedino 2, sovrapposto ad una tensione continua ottenuta dall'alimentatore per mezzo del partitore formato dalle resistenze di 390 ohm e 510 ohm collegate al piedino 1. Tale tensione, ulteriormente filtrata, viene inviata al circuito a reattanza dell'oscillatore orizzontale: si realizza così la chiusura della catena di CAF.

10.1.5 - I TBA 890/900

Il TBA 890 ed il TBA 900 sono circuiti integrati monolitici al silicio in contenitore plastico a 16 piedini del tipo dual-in-line. Essi realizzano le seguenti funzioni:

- preamplificatore video con uscita emitter-follower e protezione contro i cortocircuiti,
- spegnimento delle ritracce nell'amplificatore video,
- rivelatore di CAG del tipo gated che fornisce le tensioni di controllo all'amplificatore di FI video ed al tuner,
- antidisturbo sia nel circuito di CAG che nel separatore di sincronismi,
- separatore di sincronismi,
- rivelatore di fase automatico per il circuito di deflessione di riga,
- separatore degli impulsi di sincronismo verticale.

I due circuiti differiscono solamente per il fatto che mentre il TBA 890 è adatto a fornire la tensione di CAG a tuners equipaggiati con transistors n-p-n, il TBA 900 la fornisce a tuners equipaggiati con transistors p-n-p. Entrambi i circuiti sono stati progettati per funzionare con segnali video aventi modulazione negativa e controllare stadi di FI video equipaggiati con transistors n-p-n.

Il funzionamento del TBA 890 (e quindi del TBA 900) potrà essere compreso facendo riferimento agli schemi a blocchi e d'impiego tipico riportati in Fig. 10.5.

Il segnale video negativo proveniente dal rivelatore, sovrapposto ad una tensione continua positiva, viene applicato al piedino 9 dell'integrato; internamente, attraverso un separatore del tipo emitter-follower, esso raggiunge gli stadi di CAG, separatore di sincronismi e antidisturbo.

Il preamplificatore video somma gli impulsi di ritorno di riga e di quadro, che pervengono al piedino 10, al segnale video realizzando con ciò lo spegnimento delle ritracce orizzontale e verticale. L'uscita del segnale video per lo stadio finale è disponibile al piedino 11.

Un circuito rivela i disturbi più intensi, che si accompagnano al segnale ricevuto,

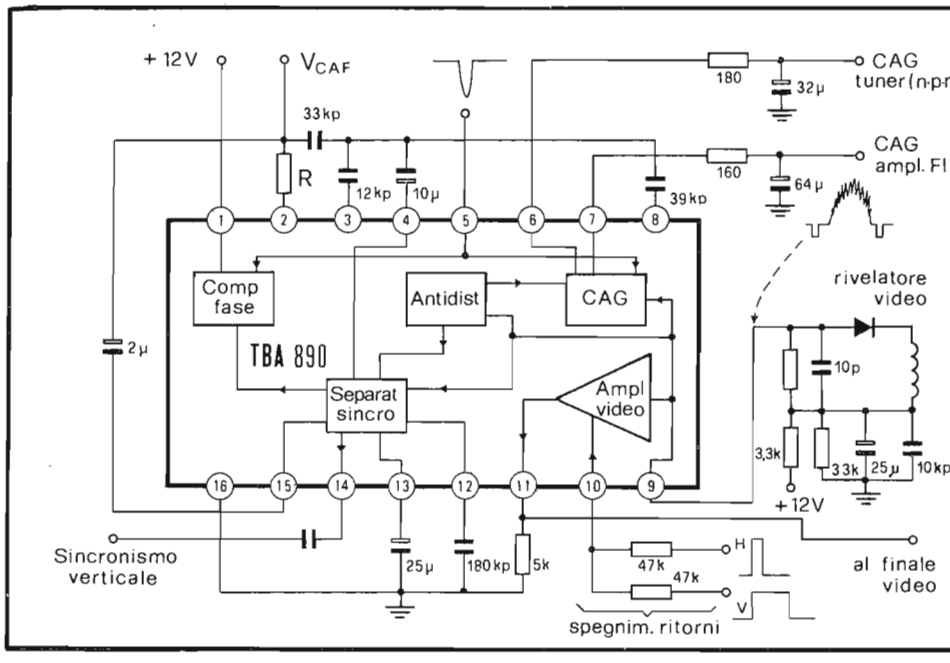


Fig. 10.5 - Schema a blocchi del TBA 890, e suo circuito d'impiego nella sezione sincronismi di un televisore.

e va ad inibire gli stadi separatore di sincronismi e CAG. Quest'ultimo, del tipo gated, fornisce ai piedini 6 e 7 la corrente di CAG per il tuner e l'amplificatore di FI rispettivamente.

Il separatore di sincronismi, protetto dal circuito antidisturbo, oltre ad estrarre gli impulsi di sincronismo dal segnale video, li separa tra di loro per mezzo di un integratore a soglia; la capacità del filtro passa-basso è collegata al piedino 12. Quest' ultimo circuito ha il compito di formare l'impulso di sincronismo verticale che risulta disponibile al terminale 14 con un'ampiezza di 11 V.

Il circuito di controllo automatico di frequenza e fase dell'oscillatore di riga è del tipo a coincidenza. Esso confronta i segnali di fly-back (piedino 5) con quelli in arrivo dal separatore di sincronismi, fornendo la tensione di controllo (da 2 a 10 V) per il circuito oscillatore di riga (disponibile al piedino 2). La rapidità del controllo, nel circuito di figura, è di 2.5 V/μs, ma dipende comunque dalla costante di tempo del circuito RC collegato all'uscita 2.

Il condensatore elettrolitico connesso tra il piedino 15 e la resistenza R stabilizza il valore della tensione di CAF durante gli impulsi di sincronismo verticale poichè, in questo periodo, la sua armatura negativa viene portata al potenziale di massa da un transistor interruttore.

10.1.6 - Gli SN 76532/3

L'SN 76532 e l'SN 76533 sono circuiti integrati monolitici al silicio in contenitore plastico del tipo dual-in-line a 14 piedini, che realizzano le seguenti funzioni:

- separatore di sincronismi,
- oscillatore di riga,
- comparatore di fase,
- commutatore automatico della sensibilità e del campo di agganciamento del comparatore di fase,
- circuito antidisturbo,
- regolatore interno di tensione.

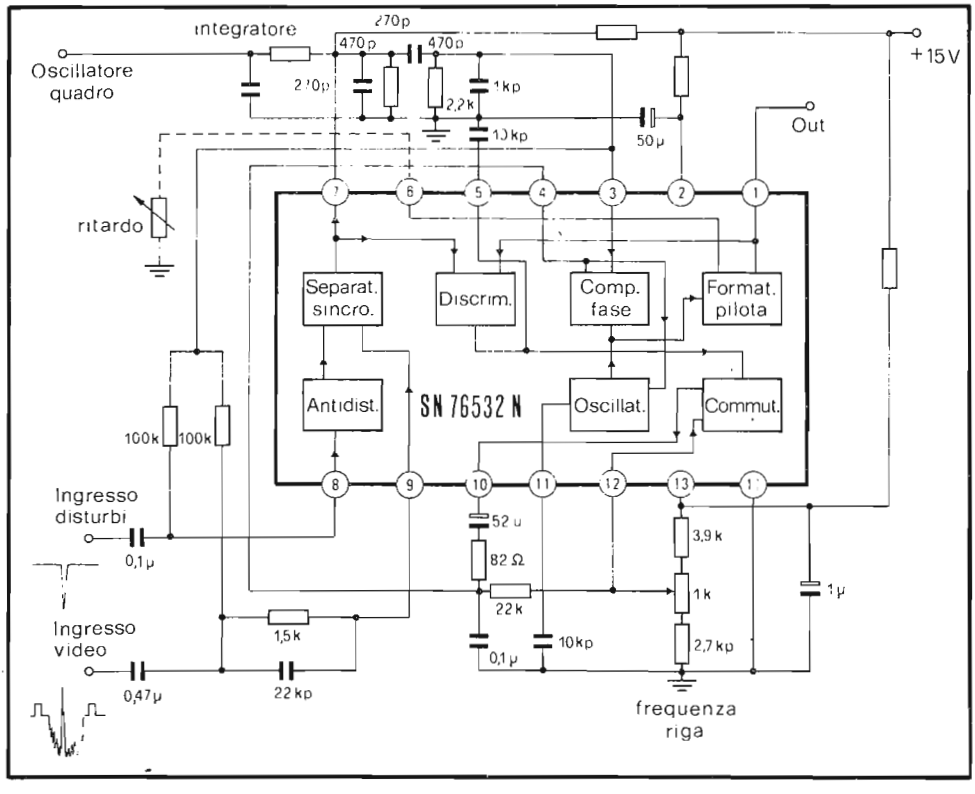


Fig. 10.6 - Schema a blocchi dell'integrato SN 76532 e suo circuito d'impiego nella sezione sincronismi di un televisore.

I due circuiti differiscono solo per la forma degli impulsi d'uscita per il pilotaggio dello stadio finale di riga. L'SN 76532 è adatto a pilotare stadi finali di riga a transistor mentre l'SN 76533 è adatto a pilotare stadi finali a tiristori.

La Fig. 10.6 riporta lo schema a blocchi dei due integrati assieme ad un circuto tipico d'impiego.

L'oscillatore di riga è agganciato, internamente al circuito, in fase con gli impulsi di sincronismo derivati dal segnale video e disponibili all'uscita del separatore di sincronismi (piedino 7). La frequenza di libera oscillazione è determinata sia dalla capacità collegata tra il piedino 11 e massa, sia dalla tensione continua presente al piedino 12; quest'ultima è regolata per mezzo di un potenziometro esterno, ai capi del quale è applicata una tensione continua, stabilizzata internamente e disponibile al terminale 13. Per la correzione dinamica della frequenza, al piedino 12 si aggiunge la tensione d'uscita del comparatore di fase disponibile al terminale 4. La

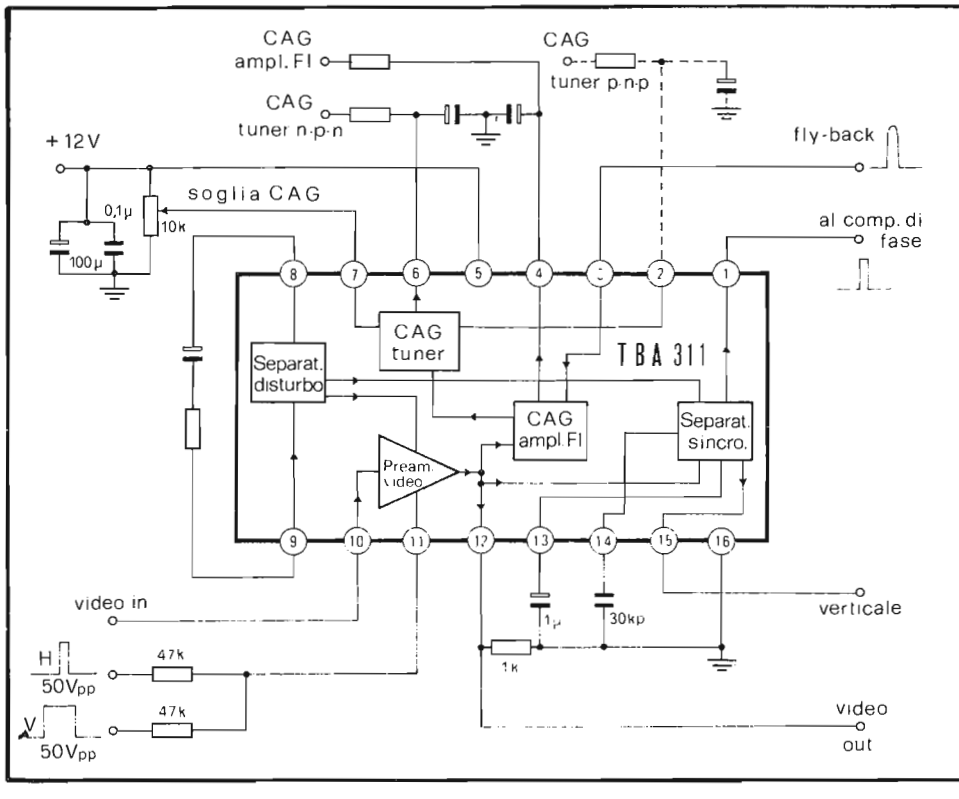


Fig. 10.7 - Schema a blocchi dell'integrato TBA 311 e suo circuito d'impiego nella sezione di un televisore.

relazione di fase tra l'impulso di uscita e quello di sincronismo è fissata in modo tale da stabilire un ritardo opportuno e da compensare il ritardo proprio del dispositivo di uscita di riga. Questo ritardo può essere modificato regolando il valore della resistenza collegata tra il terminale 6 e massa.

Una "porta logica", in grado di verificare quando l'impulso di uscita e quello di sincronismo sono agganciati in fase, pilota un commutatore, che modifica la costante di tempo del filtro posto in uscita del comparatore di fase. In questo modo viene migliorata l'immunità ai disturbi in condizioni di sincronizzazione e allargato il campo di agganciamento fuori sincronismo.

Se all'ingresso del circuito antidisturbo vengono applicati degli impulsi negativi, si ha l'inibizione del separatore di sincronismi. In questo modo, disturbi di notevole entità che dovessero superare con la loro ampiezza il livello dei sincronismi, non vengono scambiati per impulsi di sincronizzazione. Al piedino 7, uscita del separatore, sono collegate due reti, rispettivamente integratrice (per l'estrazione degli impulsi di quadro) e differenziatrice (per l'invio al piedino 3 del comparatore di fase)

10.1.7 - Il TBA 311

Il TBA 311 è un circuito integrato monolitico al silicio in contenitore plastico a 16 piedini del tipo dual-in-line o quad-in-line. Le funzioni esercitate dall'integrato sono:

- preamplificatore video con uscita emitter-follower,
- CAG, del tipo gated, per lo stadio di FI video e per il tuner,
- invertitore di disturbi per i circuiti di CAG e separatore di sincronismi,
- separatore degli impulsi di sincronismo verticale,
- cancellazione delle ritracce verticale e orizzontale nell'amplificatore video.

Il circuito integrato è stato progettato per essere utilizzato in ricevitori con stadi di deflessione e finale video, sia a valvole che a transistors, con tuner dotato di transistors p-n-p o n-p-n ed utilizzanti transistors n-p-n negli stadi di FI video.

Il funzionamento del TBA 311 può essere facilmente compreso facendo riferimento alla Fig. 10.7, tenendo conto anche di quanto detto nei paragrafi precedenti.

10.2 - I telecomandi. Introduzione

La regolazione a distanza dei comandi di un televisore, che in un primo tempo era effettuata mediante l'impiego di circuiti a componenti discreti in grado di controllare solo poche funzioni, ha subito notevoli miglioramenti grazie all'uso di circuiti integrati, progettati appositamente, che realizzano il controllo di ben 30 funzioni. Oggi è pertanto possibile scegliere a distanza uno fra 16 programmi preselezionabili, modificare in modo quasi continuo il volume, la luminosità, il contrasto, la saturazione, l'accensione e lo spegnimento. Tutte queste funzioni possono essere agevolmente realizzate associando a ciascuna di esse una frequenza diversa.

Il modo di comunicare tra il dispositivo del controllo a distanza ed il ricevitore è

attuato ricorrendo all'emissione di onde ultrasonore o, più di recente, ai raggi infrarossi. Le due tecniche differiscono comunque solo per la natura delle onde usate per il collegamento. Nei paragrafi seguenti verranno analizzate le due tecniche, facendo riferimento a soluzioni attuali e meno recenti.

10.2.1 - Telecomando ad ultrasuoni con microfono a condensatore

Il telecomando ad ultrasuoni fa uso di un opportuno trasduttore che traduce segnali elettrici in onde ultrasonore. Tale trasduttore può essere del tipo a *condensatore* (soluzione adottata specialmente qualche anno fa) o di tipo *piezoceramico* (soluzione più recente).

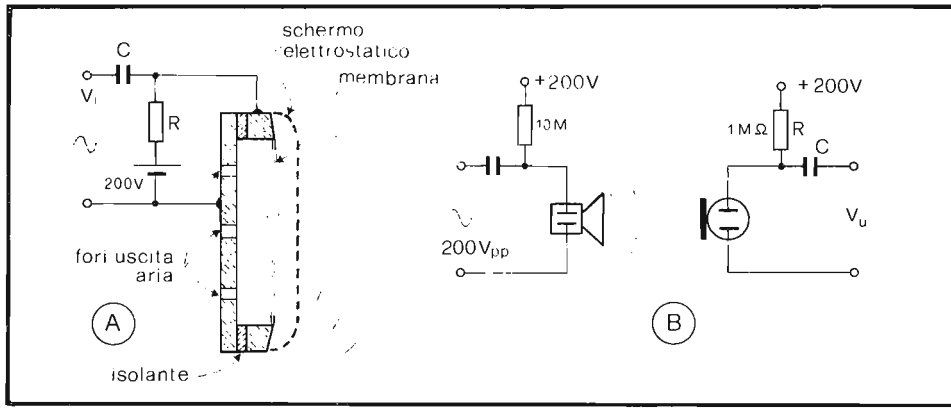


Fig. 10.8 - Struttura di un microfono a condensatore e circuito di polarizzazione.

Il *microfono a condensatore* (Fig. 10.8) sfrutta il fatto che tra due armature metalliche, caricate con polarità opposte, si manifestano delle forze di attrazione che possono deformarle. Se una di queste armature *(membrana)* risulta essere sufficientemente elastica e sottile, sarà in particolare essa a subire una deformazione, la cui entità dipende dalla differenza di potenziale applicata e dalle caratteristiche geometriche della membrana stessa. Se la tensione applicata viene fatta variare nel tempo, il modificarsi dell'entità della deformazione si manifesterà con uno spostamento corrispondente della membrana. Si sfrutta questa dipendenza tra tensione applicata e spostamento per utilizzare il dispositivo come trasduttore elettro-acustico. Se al trasduttore viene applicata una differenza di potenziale alternata, il movimento della membrana avverrà nello stesso verso durante entrambe le semionde perchè le cariche presenti sulle due armature sono uguali e di segno opposto. Affinchè ciò non accada è indispensabile polarizzare il microfono, cioè applicare tra le

armature una tensione continua fissa di valore considerevole (100-200 V). La sensibilità di questo tipo di microfono è piuttosto scarsa, nel senso che, per ottenere pressioni acustiche sufficienti a realizzare un comando in grado di funzionare per distanze di qualche metro, è indispensabile applicare segnali di ampiezza dell'ordine di 200 Vpp, sovrapposti a tensioni continue della stessa entità.

La gamma delle frequenze riproducibili è, in pratica, limitata dalla larghezza del picco di risonanza meccanica della mebrana. Ad esempio, se quest'ultima ha un diametro di 9 mm, cui corrisponde una frequenza di risonanza di circa 38 kHz, si riesce a trasmettere frequenze per un intervallo di ± 5 kHz attorno a tale valore.

Lo stesso trasduttore usato in trasmissione può essere impiegato anche per la ricezione delle onde ultrasonore. Il funzionamento è analogo a quello descritto per la trasmissione. Il microfono a condensatore viene allora collegato attraverso una resistenza di isolamento di alto valore ad una sorgente di tensione continua che lo carica. Quando un'onda ultrasonora mette in vibrazione la membrana del microfono, cambia il valore della capacità e, quindi, essendo il sistema pressocchè isolato, varia la tensione presente tra le armature. Questa tensione, separata da quella continua di polarizzazione per mezzo di C, viene inviata ad uno stadio amplificatore.

In Fig. 10.9 è riportato lo schema elettrico di un trasmettitore ad ultrasuoni che fa uso di un trasduttore del tipo descritto. Come si nota, viene usato un transistor per realizzare un oscillatore Hartley a collettore comune, la cui frequenza può essere modificata variando, per mezzo di una tastiera, il valore della capacità totale del circuito risonante. In questo modo possono essere prodotte sei frequenze comprese tra 33.5 kHz e 44.0 kHz, a ciascuna delle quali corrisponde un comando diverso. Con un'opportuna scelta del rapporto spire tra l'avvolgimento primario e quello secondario del trasformatore è possibile produrre segnali con ampiezza di 200 Vpp. La tensione continua di polarizzazione è ottenuta dalla stessa tensione alternata

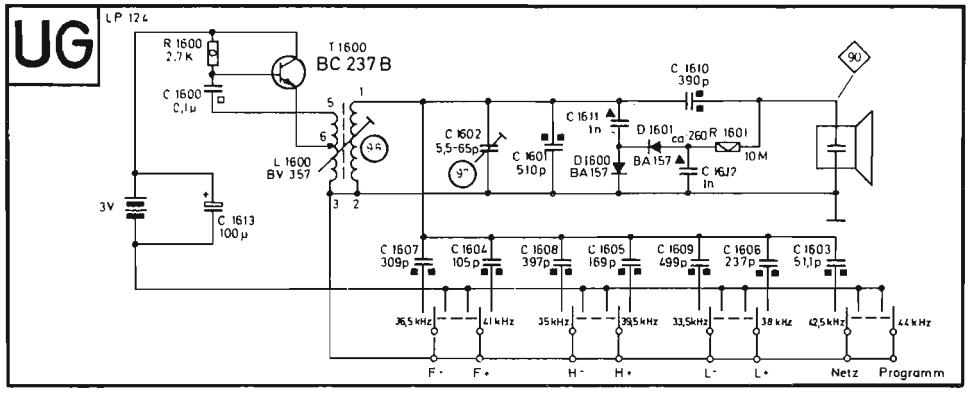


Fig. 10.9 - Trasmettitore ad ultrasuoni per telecomando che fa uso di un trasduttore a condensatore (Wega).

per mezzo del duplicatore di tensione D_{1600}, D_{1601}, C_{1611}, C_{1612}. La resistenza R_{1601} impedisce che il segnale venga cortocircuitato da C_{1612}.

Il ricevitore (Fig. 10.10) è costituito da un microfono a condensatore, a sua volta polarizzato, seguito da un amplificatore, formato da alcuni transistors, dall'integrato operazionale μA 709 e dalla rete selettiva a ponte.

Il segnale disponibile alle due uscite dell'amplificatore viene inviato ad una serie di circuti risonanti, ciascuno accordato su una delle frequenze trasmesse. All'uscita dei diversi circuiti selettivi sono collegati dispositivi a soglia (trigger) per la regolazione meccanica od elettronica dei comandi.

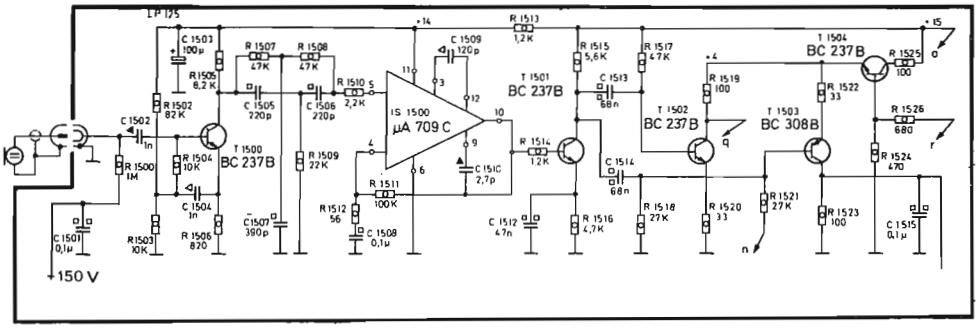


Fig. 10.10 - Schema parziale del ricevitore ad ultrasuoni equipaggiato con un microfono a condensatore (Wega).

10.2.2 - Telecomando ad ultrasuoni con microfono piezoceramico

Il trasduttore ad ultrasuoni di uso più recente è del tipo *piezoceramico*. Esso è formato da un dischetto di ceramica piezoelettrica *(titanato zirconato di piombo)* con le superfici di base metallizzate, del tipo descritto al paragrafo 6.3. Quando un tale disco risulta essere saldato ad uno di metallo, come indicato in Fig. 10.11 , e tra le superfici metalliche viene applicata una differenza di potenziale alternativa, esso si mette a vibrare nel modo indicato. L'ampiezza della vibrazione sarà massima in corrispondenza alla frequenza di risonanza naturale dell'elemento. Poichè il modo di vibrazione di un disco a bordo libero è tale che la corona periferica si muove in opposizione di fase rispetto alla zona centale, l'onda acustica che viene prodotta è molto debole a causa dell'interferenza distruttiva che ha luogo. Si può evitare quest'ultima impedendo o l'irradiazione del centro o quella della zona periferica, con l'aggiunta di uno schermo acustico di materiale soffice, quale ad esempio *poliestere espanso* od altre resine. In Fig. 10.11 è riportato un esempio pratico di una soluzione del secondo tipo.

Un trasdutttore del genere descritto presenta una frequenza di risonanza che è direttamente proporzionale allo spessore del *sandwich* ed inversamente proporzionale al quadrato del diametro. Con diametri dell'ordine del centimetro e

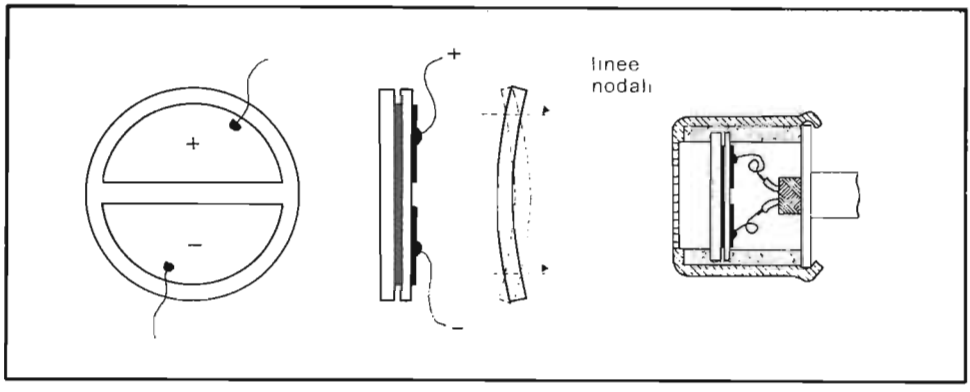


Fig. 10.11 - Risuonatore piezoceramico a bordo libero e trasduttore ad ultrasuoni.

spessori del millimetro, si ottengono frequenze di risonanza attorno ai 40 KHz. La larghezza del picco di risonanza può essere aumentata mediante smorzamento meccanico od elettrico del dispositivo. Per raggiungere pressioni acustiche di valore sufficiente (circa 9 μbar) si richiede un segnale di soli 7 V. Quest'ultima caratteristica, unitamente alla robustezza meccanica intrinseca, fanno oggi preferire il trasduttore piezoceramico a quello a condensatore nei comandi a distanza a ultrasuoni.

In Fig. 10.12 è riportato uno schema di trasmettitore ad ultrasuoni a 15 canali che fa uso di un trasduttore piezoceramico. La caratteristica notevole dello schema consiste nell'estrema semplicità che deriva dall'uso dell'integrato SAA 1000, appositamente progettato per questo impiego. Si tratta di un circuito integrato monolitico costruito con la tecnica CMOS, che produce 15 frequenze ultrasonore per realizzare altrettanti comandi a distanza. Esso comprende un circuito oscillatore, un decodificatore, un divisore di frequenza fisso ed uno variabile e, infine, un comando di protezione contro gli errori di selezione, collegati secondo lo schema a blocchi di figura. Le 15 frequenze d'emissione sono comprese entro la gamma 33.9-47.7 kHz e sono prodotte a partire da un oscillatore a quarzo funzionante alla frequenza f_T = 4.4336 MHz *(sottoportante di colore)*. Il segnale a questa frequenza passa attraverso un divisore di frequenza regolabile, operante secondo il principio della *sottrazione di impulsi*. Ciò viene attuato sottraendo da 1 a 15 impulsi ogni 64 prodotti dal generatore a 4.4336 MHz.

Il divisore di frequenza regolabile è quindi seguito da uno fisso che divide per 100 il numero degli impulsi d'ingresso. La frequenza del segnale d'uscita risulta così:

$$f_U = \frac{x \; f_T}{6400}$$

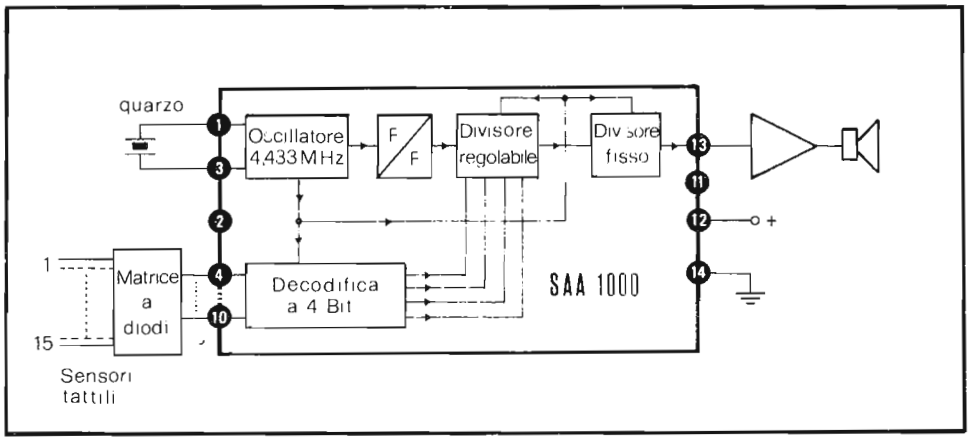


Fig. 10.12 - Schema a blocchi di un trasmettitore ad ultrasuoni a 15 canali che fa uso dell'integrato SAA 1000.

dove *x* assume valori compresi nell'intervallo 49-63 e cioè (64-15) e (64-1). In questo modo la differenza tra due frequenze adiacenti risulta di 692.7 Hz. La scelta della frequenza viene fatta combinando, a due a due, i sette ingressi del decodificatore. A tal fine può essere usata una matrice esterna a diodi che realizza tale combinazione ed è pilotata da sensori tattili *(touch-control)*. Sfiorando uno dei 15 tasti vengono attivati due diodi ed altrettanti ingressi dell'SAA 1000. Il decodificatore trasforma questi segnali in una parola di 4 bits e la trasmette al divisore variabile: all'uscita (piedino 13) sarà così disponibile la frequenza ultrasonora desiderata. Nel caso vengano contemporaneamente sfiorati due o più tasti, interviene un circuito di protezione che blocca il contatore impedendo l'uscita di frequenze indesiderate.

Il segnale d'uscita viene quindi mandato alla base di un transistor il cui collettore fa capo ad un'induttanza che, assieme alla capacità del trasduttore piezoceramico, forma un circuito accordato sulla frequenza centrale della gamma ultrasonora generata.

Per la realizzazione di telecomandi a 30 canali è stato sviluppato il circuito integrato SAA 1024 che funziona sullo stesso principio dell'SAA 1000, con la sola differenza che produce 30 frequenze distanziate tra di loro di 346.4 Hz, ma contenute nella stessa gamma. La tecnica è sempre quella della soppressione di un certo numero di impulsi (da 1 a 30 ogni 128) del segnale prodotto da un generatore quarzato funzionante a 4.4336 MHz.

Per quanto riguarda il ricevitore, accenniamo semplicemente alla decodifica dei segnali ricevuti.

La tensione disponibile sul microfono all'interno del ricevitore viene amplificata, in modo selettivo, riccorrendo ad un circuito integrato contenente una coppia di

amplificatori operazionali (TBA 250 o SN 76131 N). Questi amplificatori funzionano come filtri attivi di banda, essendo reazionati con *reti a T shuntato*. La larghezza di banda si estende da 30 a 50 kHz, comprendendo tutte le frequenze emesse dal trasmettitore. Il guadagno tipico è di 55 dB. Il segnale d'uscita può venire inviato ad una serie di circuiti selettivi (come nel caso del Tele Pilot 12 della Grundig) o, meglio, ad un integrato (SAA 1010 o SAA 1025), appositamente progettato per operare la separazione con la tecnica del conteggio degli impulsi (Fig. 10.13).

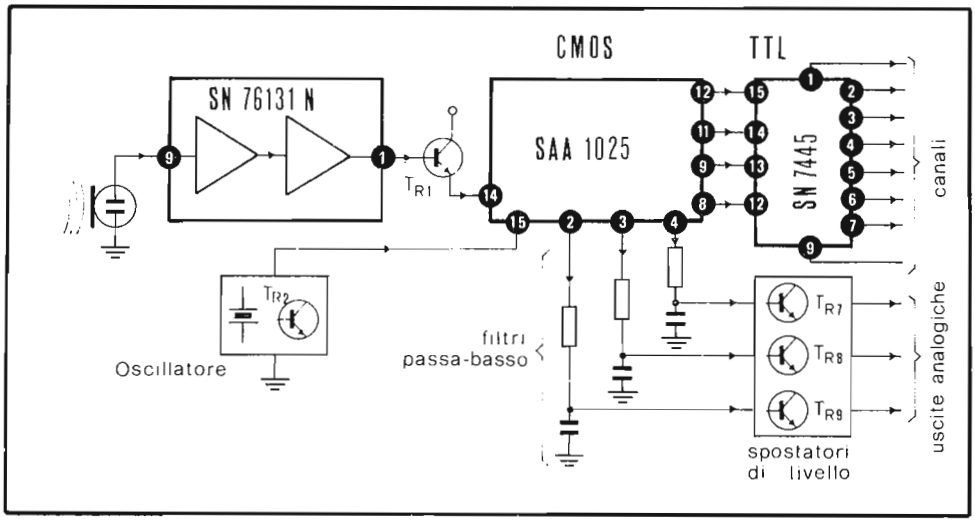


Fig. 10.13 - Schema a blocchi di un ricevitore che fa uso del decodificatore integrato SAA 1025.

Descriviamo brevemente il funzionamento dell'SAA 1010. Il segnale di un oscillatore quarzato, operante alla stessa frequenza di 4.4336 MHz, usata in trasmissione, viene portato all'ingresso dell'integrato. L'ampiezza del segnale deve essere di 8-10 V. La frequenza viene quindi divisa per 16 e così i contatori interni vengono sincronizzati su circa 277 kHz. Dalla precisione di questa frequenza deriva l'accuratezza della selezione dei segnali ultrasonori operata dall'integrato. Al piedino 14 viene applicato il segnale ad ultrasuoni proveniente dall'amplificatore selettivo. All'arrivo del primo impulso viene sbloccato un *timer* per una durata di 21.7 ms. Segue un altro intervallo, sempre di 21.7 ms, durante il quale un contatore misura il perido medio. Se pervengono impulsi spaziati per più di 36 μs o meno di 15 μs, il ricevitore li ignora. In questo modo sono rese inefficaci le frequenze spurie al di sopra di 55.4 kHz e al di sotto di 27.7 kHz. La selezione in frequenze operata dall'

SAA 1010 è notevole: si pensi che i segnali i quali presentano, nel periodo di misura, 7 impulsi in meno od 8 in più del previsto, vengono ignorati dal circuito in quanto considerati di disturbo. In questo modo il segnale trasmesso può fluttuare del ± 0.95% a 33.9 kHz e del ± 0.47% a 43.6 kHz. Ciascun comando ultrasonoro "riconosciuto" viene convertito in un segnale digitale codificato in 4 bits la cui uscite in parallelo sono disponibili ai piedini 8, 9, 11 e 12. Sette dei quindici comandi vengono utilizzati internamente per il pilotaggio di tre *convertitori digitale-analogico (D/A converter)* le cui uscite (piedini 2, 3, 4) forniscono i segnali di controllo di altrettanze grandezze (ad esempio luminosità-volume-contrasto o volume-luminosità-saturazione). I segnali analogici vengono estratti filtrando, con delle reti passa-basso, le tensioni rettangolari disponibili alle uscite corrispondenti che hanno una frequenza di circa 8.9 kHz. Il *fattore di utilizzazione (duty-factor)* può assumere 30 valori compresi nell'intervallo 1/30-30/1 e ad esso corrispondono altrettanti livelli per il valore medio del segnale filtrato. Premendo al trasmettitore il tasto di aumento o diminuzione, dopo 110 ms viene variato di una unità il fattore di utilizzazione. Se il tasto viene premuto continuamente si richiedono circa 5" per coprire l'intero intervallo di valori.

Nel circuito di Fig. 10.14, che fa uso dell'SAA 1025 (versione "maggiorata" dell'SAA 1010 in grado di trasmettere 30 canali), le uscite dei convertitori (piedini 2, 3, 4) sono inviate a tre transistors (T_{R7}, T_{R8}, T_{R9}) che modificano l'ampiezza dell'intervallo, adattandola a quella richiesta dal circuito da controllare.

Le quattro uscite digitali (piedini 8, 9, 10, 11) vengono traslate di livello, onde adattarle alla *logica TTL*, per mezzo di diodi Zener e transistors separatori (T_{R10}, T_{R11}, T_{R12}, T_{R13}). Esse vengono quindi inviate al circuito *integrato digitale* SN 7445 (*decodificatore BCD-decimale*) che fornisce alle sue uscite (piedini 1 ... 7, 9) un segnale per ogni particolare combinazione degli ingressi. Tale segnale viene inviato quindi all'ingresso dei touch-control dell'apparecchio per la memorizzazione dell'informazione.

10.2.3 - Telecomando a raggi infrarossi

Recentemente, con lo sviluppo di fotodiodi veloci ed economici (costruiti con la tecnica descritta al paragrafo 1.10) in grado di funzionare bene con luce modulata da segnali di frequenza superiore a 100 kHz, sono stati introdotti sistemi di telecomando che operano con luce infrarossa.

I vantaggi dell'uso di una radiazione infrarossa, in sostituzione di quella ultrasonora, possono essere così riassunti:

- riduzione della corrente richiesta dallo stadio d'uscita e quindi minor consumo di pile,
- alta immunità ai disturbi,
- mancanza dell'effetto Doppler (causato da oggetti in movimento),
- limitata distorsione del segnale modulante,
- possibilità di funzionamento a frequenza elevata e quindi maggiore larghezza di banda utilizzabile per l'informazione,
- costo limitato.

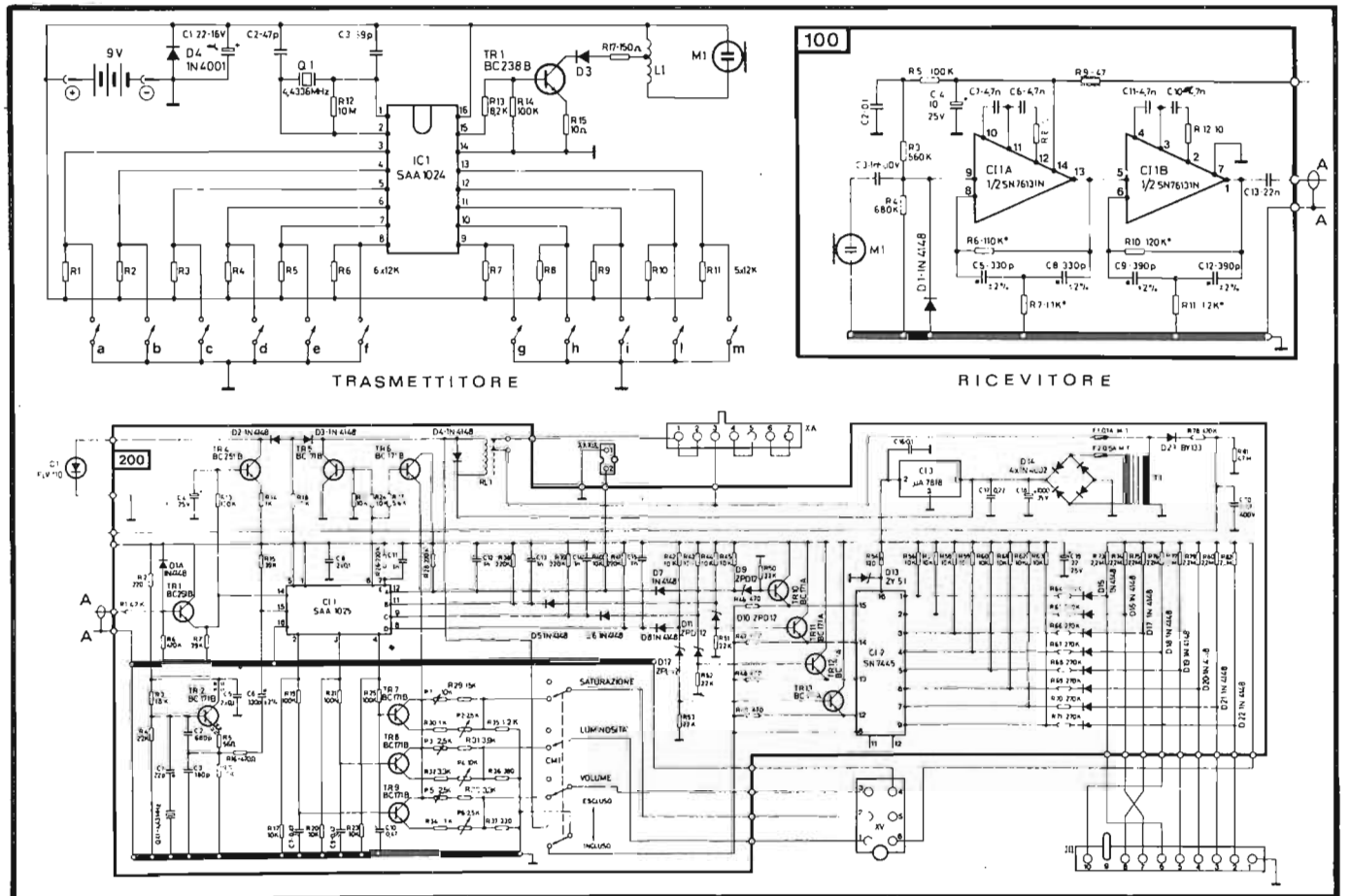


Fig. 10.14 - Schema elettrico completo del trasmettitore e del ricevitore ad ultrasuoni (Voxson)

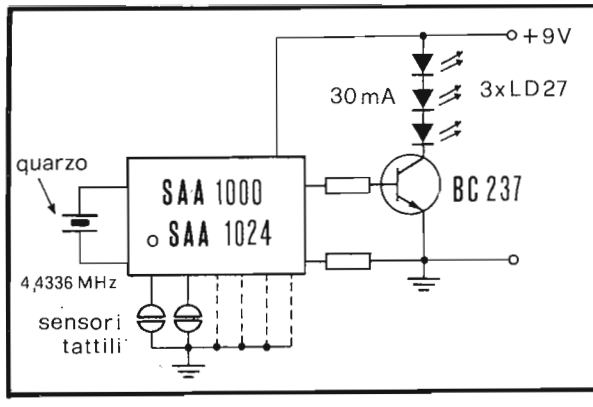


Fig. 10.15 - Schema semplificato di un trasmettitore per telecomandi a raggi infrarossi

I primi telecomandi a raggi infrarossi, apparsi in commercio verso la fine del 1976, utilizzano la stessa tecnica descritta nel paragrafo precedente per la trasmissione in codice dei diversi comandi; l'unica differenza consiste, come si può vedere anche dalle Figg. 10.15 e 10.16 nelle configurazioni dello stadio d'uscita del trasmettitore ed in quello d'ingresso del ricevitore.

Nella Fig. 10.15 è riportato lo schema semplificato del trasmettitore che può essere pilotato dagli integrati SAA 1000 o SAA 1024 descritti nel paragrafo precedente.

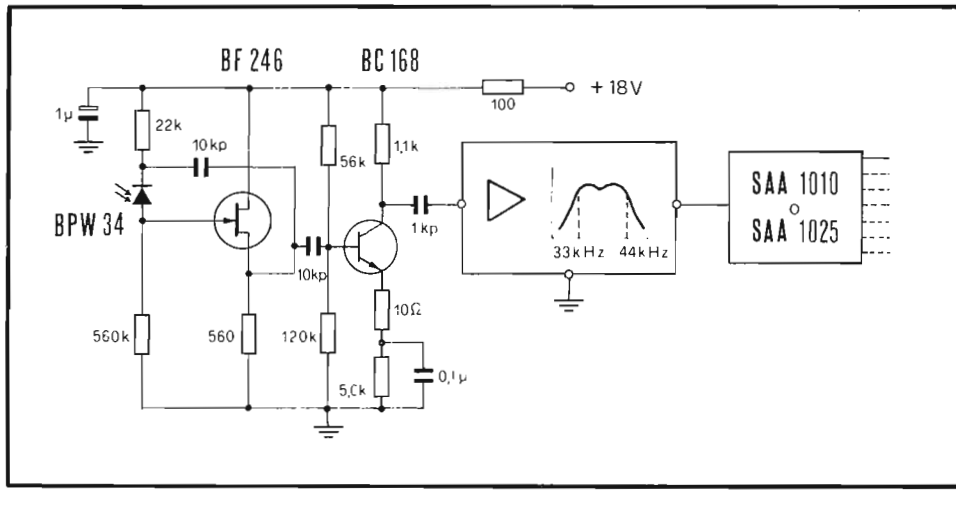


Fig. 10.16 - Schema semplificato di un ricevitore per telecomandi a raggi infrarossi.

Al collettore del transistor BC 237 sono disposti in serie 3 diodi (IRED) del tipo LD 27 che, con un assorbimento di 30 mA, sono in grado di emettere una radiazione infrarossa di circa 1 mW ciascuno. Questa potenza è trasmessa sotto un angolo di 70° ed ha un valore tale da permettere la realizzazione di telecomandi in grado di operare fino a oltre 10 m. Il valore della distanza massima è però subordinato all' intensità infrarossa di fondo, che proviene essenzialmente da sorgenti calde come ad esempio le lampade ad incandescenza; infatti, l'intensità del segnale va riferita a quella totale incidente sul rivelatore. Quest'ultimo è in genere un fotodiodo al silicio quale ad esempio il BPW 34 della Siemens. Come si è già detto nel 1° capitolo, questo diodo viene costruito con la tecnologia PIN onde ridurre la capacità della giunzione e permettere così un funzionamento a frequenza più elevata.

La Fig. 10.16 riporta uno schema semplificato del ricevitore a raggi infrarossi che fa uso per l'appunto, di un fotodiodo PIN del tipo BPW 34. Il fotodiodo è polarizzato inversamente con una corrente di qualche μA; la tensione presente sulla resistenza di carico di 560 kohm viene amplificata dal FET BF 246 a canale n che è collegato a drain comune, garantendo con ciò un'altissima resistenza d'ingresso. Il segnale, privato della componente continua, viene quindi applicato al transistor BC 168 che lo amplifica e lo trasmette ad un filtro passa-banda, centrato su 38 kHz, in grado di lasciar passare solo le frequenze comprese tra 33 e 44 kHz. Il segnale d'uscita, di ampiezza adeguata, viene quindi inviato ad un circuito integrato decodificatore, dello stesso tipo di quello descritto nel paragrafo precedente, che fornisce alla sua uscita i comandi per la commutazione del canale od i segnali analogici per la regolazione del volume, contrasto, saturazione ecc.

CAPITOLO XI

L'alimentatore

11.1 - Introduzione

L'alimentatore ha il compito di fornire ai diversi stadi del televisore le correnti continue necessarie al loro funzionamento. Per i televisori portatili le relative tensioni sono ottenute da una batteria a 12 V oppure dalla rete a 220 V. Per i televisori a grande schermo è prevista l'alimentazione dalla sola rete. In generale, perciò, deve essere possibile convertire la tensione alternata a 220 V nella tensione continua richiesta dagli stadi del televisore.

Le soluzioni più in uso sono schematizzate in Fig. 11.1. Nella soluzione (A) la tensione di rete di 220 V viene portata ad un valore di 15-40 V per mezzo del trasformatore di alimentazione; viene quindi rettificata da un ponte di diodi e filtrata da un condensatore elettrolitico di forte capacità. L'uso di un circuito stabilizzatore permette di mantenere costante la tensione all'uscita, sia al variare della tensione di rete che al variare delle condizioni di carico all'interno del televisore. Questa soluzione, piuttosto semplice, presenta l'inconveniente di richiedere un trasformatore di alimentazione di una certa potenza (60 watt per i televisori a grande schermo e circa la metà per quelli a piccolo schermo).

Le soluzioni (B) e (C) evitano appunto l'impiego di tale trasformatore. La prima ricorre a circuiti di deflessione di riga ad alta tensione, alimentabili direttamente dalla tensione di rete rettificata per mezzo di un diodo (caso della deflessione a tiristori) o di un tiristore che raddrizza solo parzialmente la semionda positiva (caso della deflessione a transistors ad alta tensione). Le basse tensioni di alimentazione dei vari stadi sono prelevate dal circuito di deflessione di riga rettificando la tensione presente durante i ritorni e, in alcuni casi, anche durante l'andata.

La soluzione (C) è la più recente. La tensione di rete, rettificata da un diodo o da un tiristore, viene filtrata ed inviata attraverso un interruttore di potenza ad un avvolgimento del trasformatore di riga. In questo modo, se l'interruttore viene sincronizzato sulla frequenza di riga, è possibile fornire energia ad alta tensione al circuito di deflessione durante i ritorni. Questa energia è sufficiente a far funzionare lo stadio di deflessione di riga e l'intero televisore, quando da quello stadio vengono prelevate le tensioni di alimentazione delle altre parti dell'apparecchio.

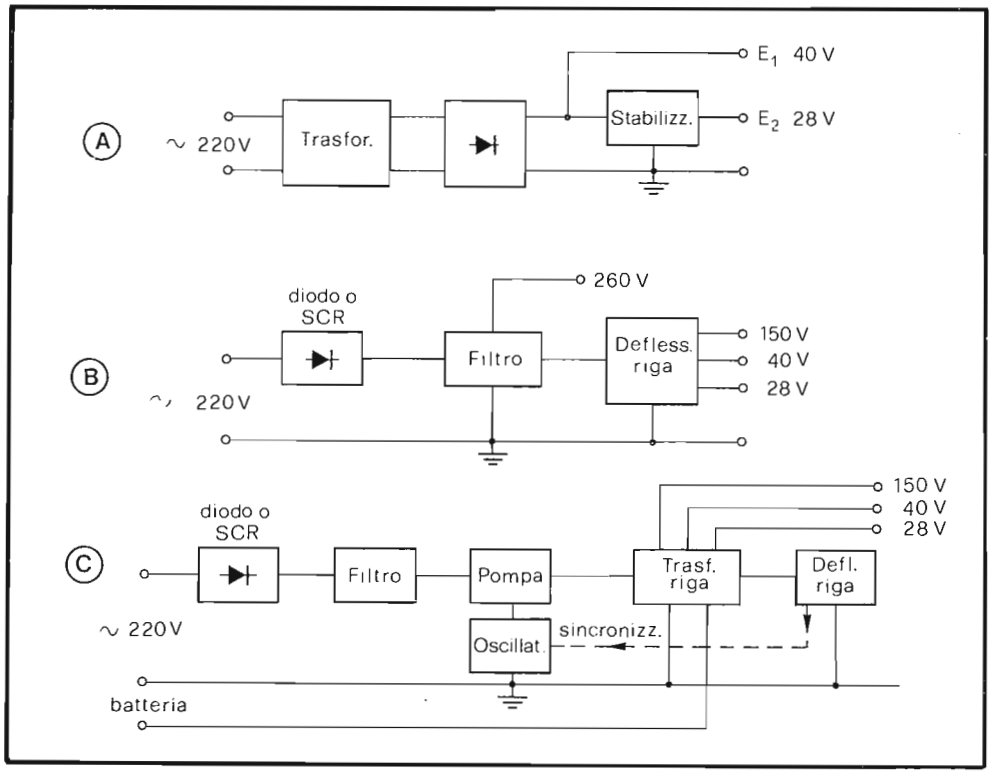


Fig. 11.1 - Schema a blocchi della sezione di alimentazione: tradizionale (A), con deflessione di riga ad alta tensione a transistor o a tiristori (B) e con circuito "pompa" (C).

11.2 - Circuiti di rettificazione

Il rettificatore è un dispositivo che trasforma la tensione alternata in pulsante. A tal fine vengono utilizzati elementi unidirezionali quali i diodi al silicio. La Fig. 11.2 riporta gli schemi dei circuiti di rettificazione più usati.

Nel caso (A) la tensione alternata rende conduttore il diodo nella sola semoionda positiva e quindi circolerà corrente nel solo intervallo t_0-t_1. La tensione sul carico R_L sarà pertanto costituita dalla sola semionda positiva. Questo circuito è ovviamente il più semplice che si possa immaginare: presenta l'inconveniente che il valore medio V_m della corrente sul carico è molto minore di quello massimo V_M. Si può ottenere un raddoppiamento del valore medio ricorrendo al raddrizzamento di entrambe le semionde.

Nel caso (B) si dispone di un trasformatore con presa centrale. Le tensioni presenti tra gli estremi ed il centro sono sfasate di 180°, perciò quando un diodo è conduttore, l'altro è interdetto. La corrente sul carico è la somma di quelle circolanti nei due diodi e risulta pulsante con una frequenza doppia rispetto a quella di rete.

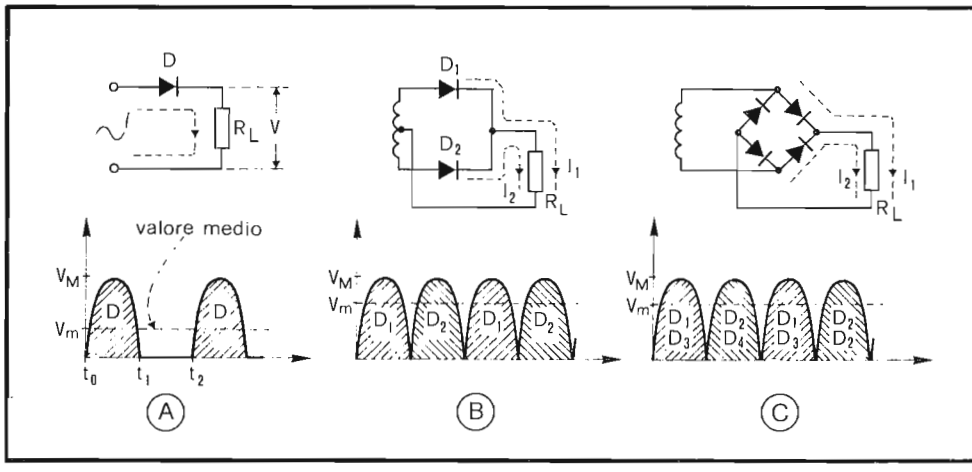


Fig. 11.2 - Circuiti di rettificazione a una semionda, a doppia semionda ed a ponte.

Lo stesso risultato può essere raggiunto con l'uso di un *ponte di raddrizzatori* (C). La tensione alternata presente tra due nodi opposti del ponte rende conduttori, ad ogni alternanza, una delle due coppie di diodi che trovano posto su lati opposti del ponte stesso. Anche in questo caso le correnti nelle due alternanze attraversano il carico R_L, collegato tra gli altri due nodi, con lo stesso verso e la tensione che ne risulta avrà andamento pulsante con frequenza doppia rispetto a quella di rete.

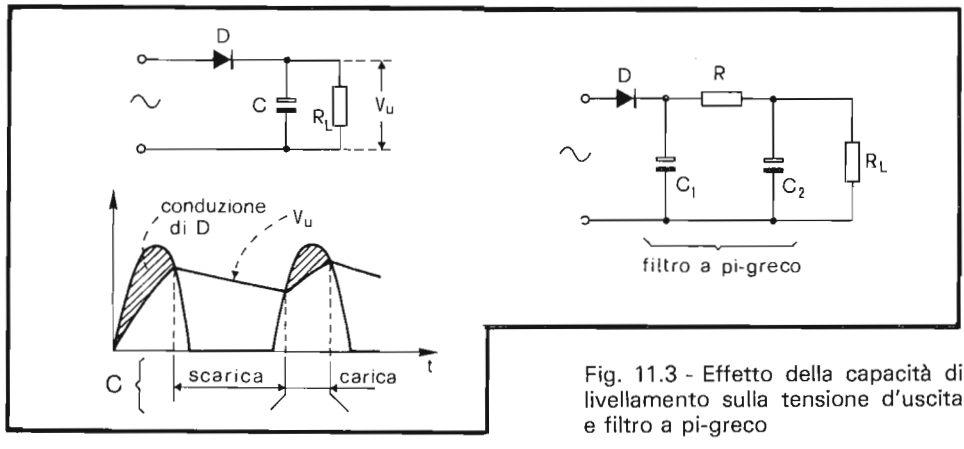


Fig. 11.3 - Effetto della capacità di livellamento sulla tensione d'uscita e filtro a pi-greco

11.3 - Circuiti di livellamento

Si è visto che la tensione all'uscita dei circuiti di rettificazione, esaminati nel paragrafo precedente, non è continua, ma di tipo pulsante. Un notevole miglioramento della forma dell'onda d'uscita dell'alimentatore può essere ottenuta mediante l'impiego di filtri di livellamento.

Il modo più semplice per livellare una tensione pulsante consiste nel collegare un condensatore all'uscita del raddrizzatore, in parallelo al carico (Fig. 11.3). Il condensatore C viene caricato nella fase di conduzione del diodo e fornisce al carico R_L una parte dell'energia accumulata quando il diodo non conduce. Il condensatore deve avere capacità notevole, affinchè la tensione ai suoi capi vari di poco; in altri termini, la costante di tempo $R_L \cdot C$ di scarica deve essere molto più grande del periodo della tensione di rete. Per far sì che durante la fase di carica del condensatore non si superi la massima corrente ammessa nel diodo (o nei diodi, nel caso del raddrizzamento a due semionde), si dispone in serie una resistenza limitatrice. Quando viene utilizzato un trasformatore per l'alimentazione, può essere sufficiente la resistenza propria degli avvolgimenti per limitare il valore della corrente di carica; in questo caso, quindi, la resistenza limitatrice è superflua.

Un ulteriore miglioramento in termini di ondulazione residua *(ripple)* può essere ottenuto con l'aggiunta di un filtro R-C, interposto tra il condensatore C e il carico R_L di Fig. 11.3. Il filtro passa-basso, che così viene a formarsi, trasmette meglio la componente continua rispetto a quelle variabili alla frequenza di rete ed alle sue armoniche (Fig. 11.3).

Se risulta R molto maggiore di R_L si ha solo una debole caduta di tensione continua, mentre facendo $R \cdot C_2$ maggiore del priodo della tensione di rete, ne risulta una notevole attenuazione delle componenti variabili.

11.4 - Rettificazione a SCR

L'SCR è un interruttore unidirezionale controllabile. Nei circuiti di rettificazione può essere usato per variare la quantità di corrente media che dalla rete viene trasferita al condensatore di filtro. Questo funzionamento è reso possibile dalla presenza dell'elettrodo di controllo (gate). Ritardando opportunamente l'istante di applicazione della tensione V_{GK} rispetto alla V_{AK} (fig. 11.4), è possibile controllare l'angolo di circolazione della corrente entro l'SCR. Quando il ritardo è nullo, l'SCR si comporta come un diodo e la corrente di carico risulta essere una semionda. Per ritardi crescenti si riduce il tempo di conduzione e quindi la durata della circolazione di corrente nel carico.

Se ora immaginiamo di disporre, in parallelo alla resistenza di carico, un condensatore di filtro, la tensione media di uscita dipenderà dall'angolo di circolazione della corrente nell'SCR. In questo modo è possibile ottenere tensioni continue d'uscita di valore inferiore a quelle disponibili con rettificazione diretta della tensione di rete; si evita così di dissipare l'energia eccedente, come sarebbe accaduto nel caso d'impiego di resistenze di caduta, semplicemente limitandosi a prelevare dalla rete l'energia corrispondente a quella consumata dal ricevitore.

Il modo più semplice per stabilire il ritardo tra la V_{GK} e la V_{AK} consiste nell'utilizzare una rete sfasatrice formata da una o più celle RC disposte in cascata. Come

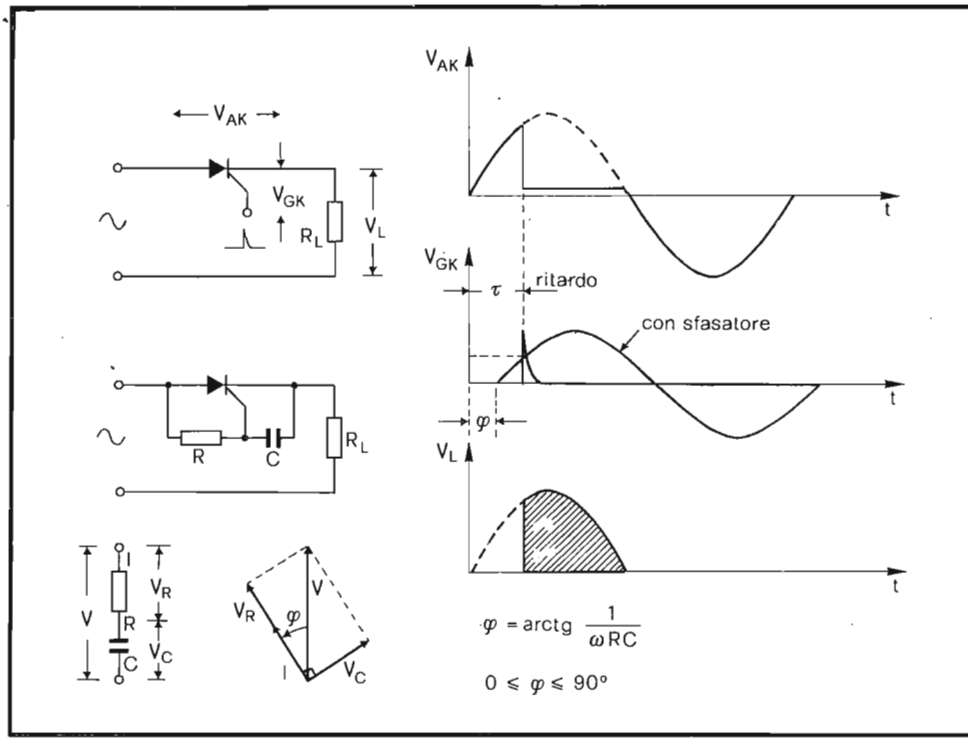


Fig. 11.4 - Rettificazione a SCR. Innesco ritardato dalla rete sfasatrice RC.

noto, in una rete RC serie la corrente circolante I è in anticipo di fase di un angolo φ rispetto alla tensione applicata V; pertanto la tensione V_C presente sulla capacità sarà in ritardo rispetto alla tensione totale V, di un tempo che è dipendente da R e da C (Fig. 11.4). Con un'opportuna scelta di R e di C è così possibile stabilire il ritardo τ di innesco dell'SCR e quindi, in ultima analisi, il valore della tensione media sul carico.

In Fig. 11.5 è riportato lo schema base di un alimentatore per ricevitore TV, con deflessione ad alta tensione, controllato da un tiristore. Il circuito di accensione dell'SCR è formato da R_1, R_2, C_1 e dal diac D. Quando la semionda positiva della tensione presente su C_1 (ritardata di fase rispetto alla tensione di rete) raggiunge e supera la tensione di soglia V_{BO} del diac, si ha un guizzo di corrente che attraversa R_4. Questo impulso passa attraverso C_2 ed innalza, rispetto al catodo, il potenziale del gate del tiristore, producendone l'innesco. Le resistenze R_3 ed R_4 caricano il condensatore C_2 alla tensione d'uscita V_0 in modo che, in assenza di impulso di accensione, il gate viene a trovarsi a potenziale di catodo. La variazione relativamente modesta della tensione ai capi di C_1 ($\Delta V_C = V_{BO} - V_W$) può allora essere utilizzata per innescare il tiristore, ammesso, naturalmente, che la corrente di scarica di C_1 sia di valore sufficiente.

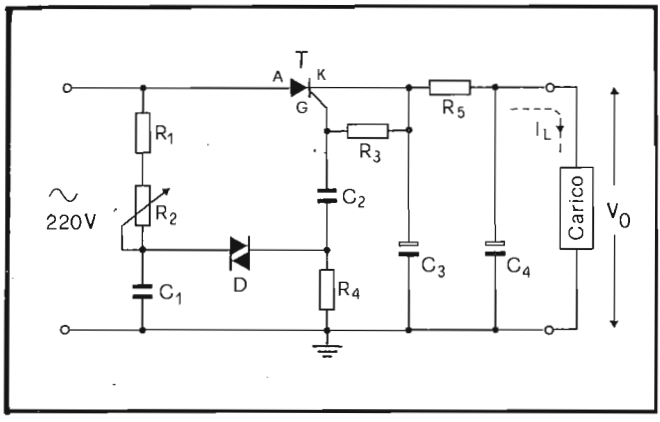


Fig. 11.5 - Schema base di un alimentatore per ricevitore televisivo, con stadio di riga ad alta tensione, controllato a SCR.

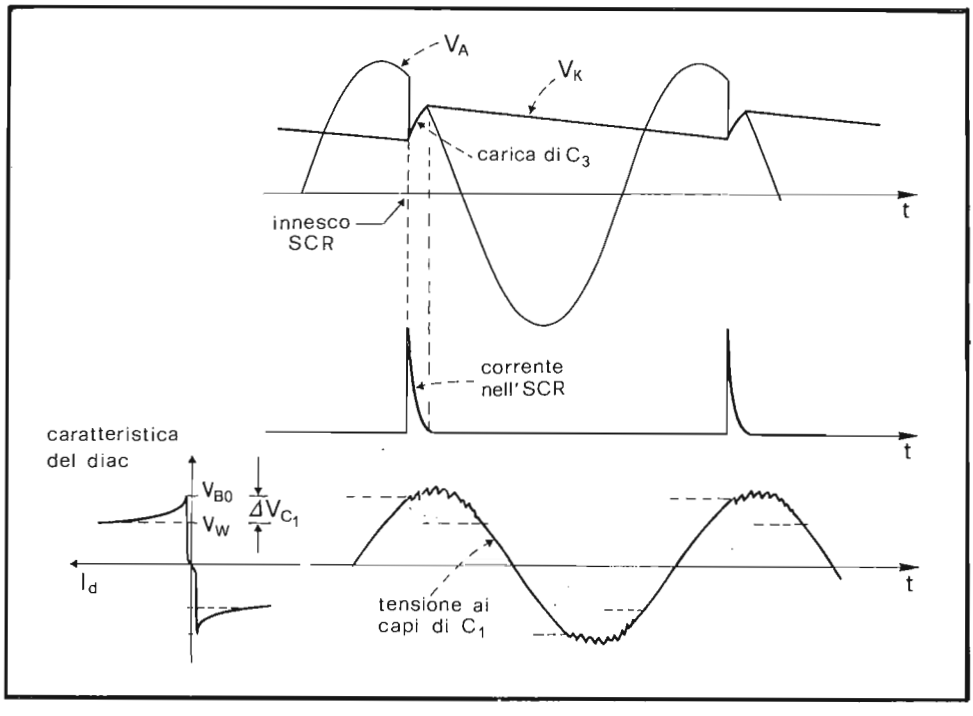


Fig. 11.6 - Funzionamento del circuito d'innesco a diac.

Non appena la tensione V_{AK} cambia polarità il tiristore si interdice. Il funzionamento del circuito è rappresentato dai diagrammi di Fig. 11.6.

Quando il potenziometro R_2 viene regolato, si ha una modificazione nell'ampiezza e nella fase della tensione V_{C1}. In questo modo vengono variati l'istante d'innesco del tiristore e, quindi, la tensione d'uscita V_0. L'effetto di R_2 sulla forma della tensione d'uscita è riportato in Fig. 11.7.

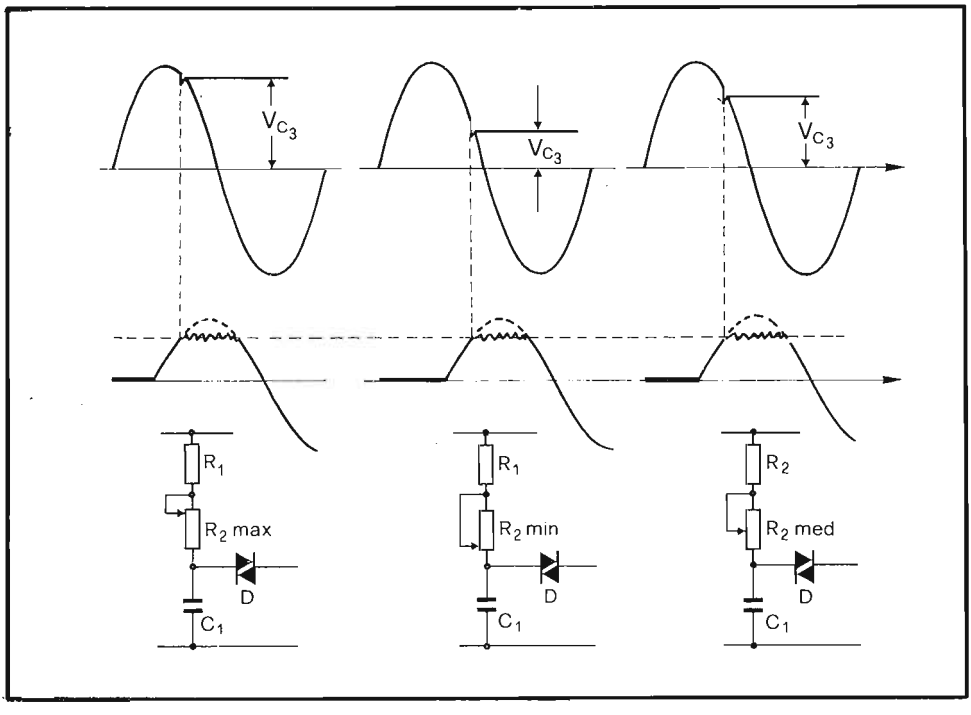


Fig. 11.7 - Effetto della regolazione del potenziometro sul valore della tensione d'uscita.

Nel circuito studiato, la tensione d'uscita è fortemente dipendente dalle variazioni della tensione di rete. Quando quest'ultima aumenta di ΔV, cresceranno la tensione V_{AK} della stessa quantità e la V_{C1} di una quantità inferiore espressa da:

$$\Delta V_{C1} = \frac{X_{C1}}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + X_{C1}^2}} \Delta V$$

per tale ragione V_{C1} raggiunge la tensione di rottura V_{BO} del diac in anticipo rispetto alla situazione precedente. Questo fatto comporta una variazione della tensione d'uscita ΔV_0, maggiore di ΔV.

Per mantenere costante V_{C1} al variare della tensione di rete, si dispone, in parallelo alla serie R_2-C_1, una VDR. In questo modo, all'aumentare della tensione di rete, diminuisce il valore di resistenza della VDR e quindi resta praticamente costante l'ampiezza della tensione sinusoidale applicata alla serie R_2-C_1.

Un'ulteriore riduzione della dipendenza della tensione d'uscita da quella di alimentazione può essere ottenuta per mezzo di una rete di reazione utilizzante una seconda VDR. La variazione di tensione d'uscita ΔV_0 viene riportata al circuito d'innesco del diac. Se la tensione d'uscita aumenta di una quantità ΔV_0, la tensione ai capi di VDR_2 rimarrà approssimativamente costante, cosicchè la totale variazione apparirà ai capi di R_4. Questa extra-tensione ai capi di R_4 causerà un ritardo nella conduzione del diac, quindi una riduzione dell'angolo di circolazione di corrente del tiristore e, infine, una riduzione della tensione d'uscita.

Uno schema pratico completo di un tale circuito è riportato in Fig. 11.8. Un altro esempio di alimentatore costruito secondo i criteri esposti è mostrato in Fig. 11.23.

11.5 - Stabilizzatori di tensione continua

Si è visto al paragrafo 11.1 che il circuito di alimentazione tradizionale richiede uno stadio di stabilizzazione. Esso utilizza una rete, sensibile alle variazioni della tensione presente sul carico, che modifica il proprio comportamento in modo da compensare tali variazioni. Questo circuito può essere disposto in serie o in parallelo al carico (Fig. 11.9).

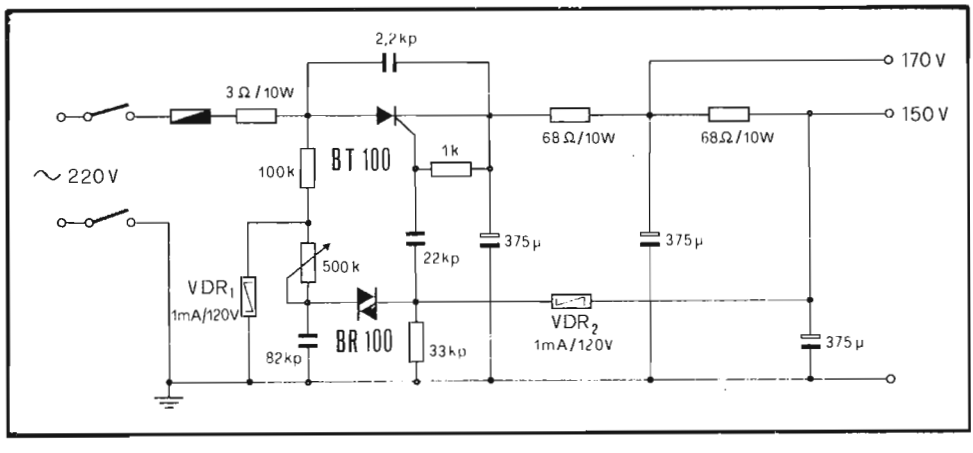


Fig. 11.8 - Schema elettrico completo dell'alimentatore di Fig. 11.5 con le VDR di stabilizzazione.

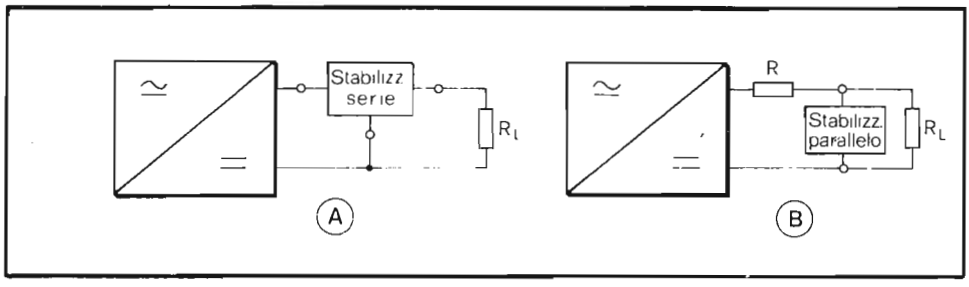


Fig. 11.9 - Sistema di alimentazione con elemento di stabilizzazione serie (A) e parallelo (B).

Il più semplice stabilizzatore di tensione con regolazione in parallelo è il circuito a diodo Zener, già trattato nel prima capitolo. Questo sistema di stabilizzazione ha un quale unico vantaggio quello di richiedere una corrente costante all'alimentatore non stabilizzato. Tuttavia esso presenta notevoli limiti sia riguardo il fattore di stabilizzazione che la potenza erogabile. Per superare questo limiti si ricorre alla stabilizzazione serie. Lo schema di principio di un circuito di tal genere è riportato in Fig. 11.10, unitamente alla caratteristica di funzionamento del diodo Zener.

Il circuito è in grado di operare la stabilizzazione sia di fronte a variazioni della tensione d'entrata che del carico.

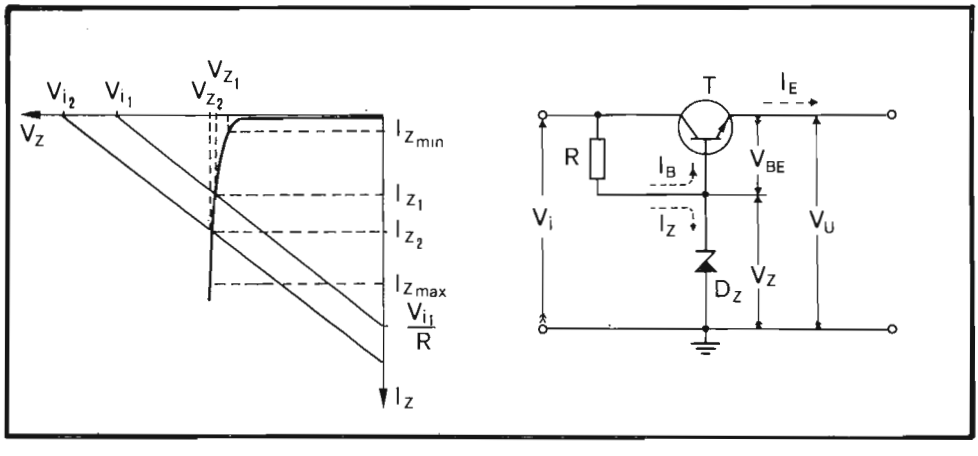


Fig. 11.10 - Semplice circuito di stabilizzazione di tipo serie.

La tensione d'uscita è $V_U = V_Z - V_{BE}$. Se la tensione d'ingresso aumenta, aumenta pure la caduta di tensione ai capi di R e quindi la corrente che la attraversa ($I_Z + I_B$). Se l'aumento di corrente in R è assorbito totalmente dal diodo Zener, allora ,essendo V_{BE} = cost. e V_Z = cost., al variare di I_Z (almeno entro certi limiti), risulterà pure V_U = cost.

Se varia il carico, si può vedere che ancora la tensione d'uscita resta pressocchè costante. Supponiamo, infatti, che la resistenza di carico diminuisca: se la corrente di carico I_E rimanesse costante, avremmo una diminuzione della tensione d'uscita. Questo porterebbe ad un aumento della V_{BE}, giacchè possiamo ritenere V_Z = cost. All'aumento di V_{BE} farà riscontro un aumento della I_B e quindi della I_E. Alla variazione ipotizzata, il circuito reagirà, opponendosi, cercando di mantenere costante la tensione d'uscita. In modo analogo si può studiare il comportamento di fronte a variazioni della resistenza di carico di segno opposto.

Se il transistor utilizzato è del tipo n-p-n al silicio, V_{BE} = 0.6 V e quindi la tensione d'uscita sarà $V_U = V_Z - 0.6$.

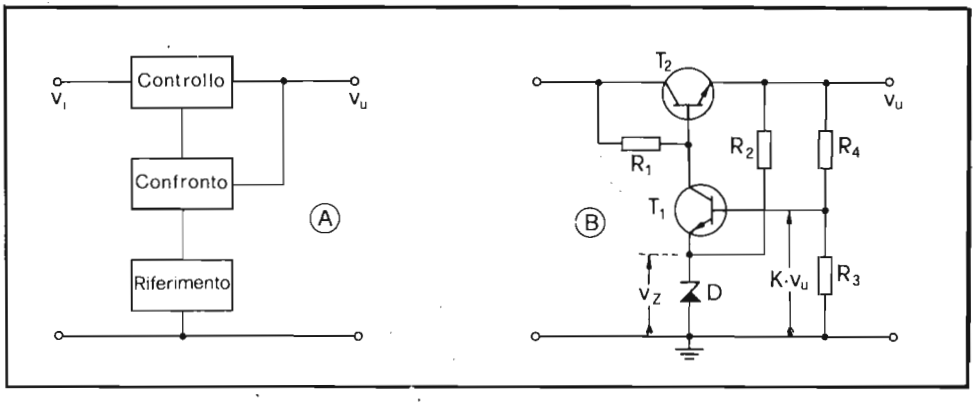


Fig. 11.11 - Schema a blocchi (A) e pratico (B) di un alimentatore stabilizzato di tipo serie con controllo a catena di reazione chiusa.

11.6 - Stabilizzatore di tensione di tipo serie con controllo a catena chiusa

Per migliorare le caratteristiche di stabilizzazione, conviene realizzare un controllo in catena chiusa con reazione negativa, caratterizzato da un alto valore di guadagno a maglia di reazione aperta. Lo schema a blocchi di un tale stabilizzatore è riportato in Fig. 11.11 assieme allo schema di una realizzazione pratica a due transistors.

Una frazione della tensione d'uscita viene confrontata con quella di riferimento; in base alla differenza tra queste tensioni viene stabilita una corrente di regolazione che comanda il dispositivo di controllo. Quest'ultimo si comporta come una resistenza controllata dalla tensione di comando e varia la caduta di tensione ai suoi capi in modo che quella d'uscita resti costante.

In pratica (Fig. 11.11B), l'elemento di riferimento è un diodo Zener (D), l'elemento di confronto è T_1 nel quale la corrente di collettore dipende dalla V_{BE}. Quest'ultima varia quando altrettanto fa la tensione d'uscita, giacchè tra emettitore di T_1 e massa la tensione è praticamente costante e di valore V_Z. La variazione della corrente di collettore produce una modificazione, di segno opposto, della corrente di base di T_2, e quindi nella corrente di uscita.

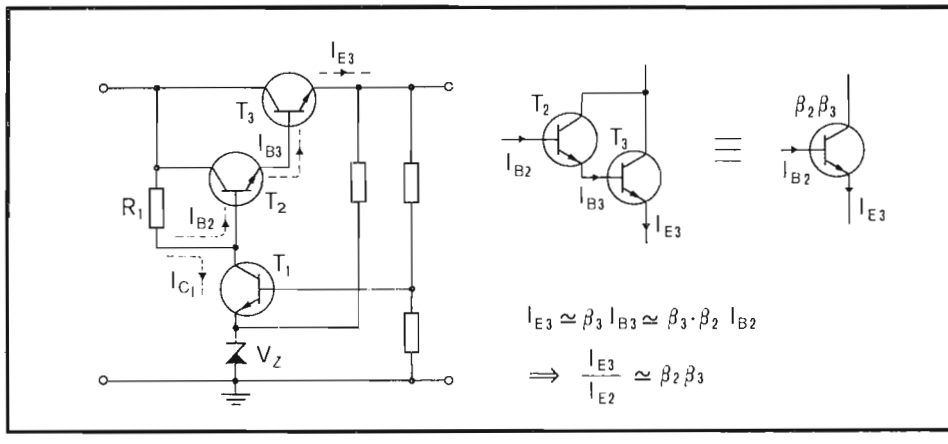


Fig. 11.12 - Miglioramento della stabilizzazione con l'introduzione di una coppia di transistors in connessione Darlington.

La stabilizzazione è tanto migliore quanto maggiore è il guadagno di tensione di T_1. In questo caso, infatti, già piccole variazioni di tensione d'uscita sono in grado di modificare la corrente di collettore del transistor di controllo T_2. Il guadagno di tensione di T_1, per essere alto, richiederebbe una R_1 di alto valore. Tale resistenza è però attraversata anche dalla corrente di base di T_2 (piuttosto elevata) e quindi non può avere un valore notevole. Si supera l'ostacolo, ad esempio, utilizzando un altro transistor montato in *connessione Darlington* con T_2 come indicato in Fig. 11.12. In questo tipo di collegamento i due transistors sono equivalenti ad un unico transistor con un'amplificazione di corrente pari al prodotto delle amplificazioni dei singoli. La corrente di base del nuovo elemento di controllo è molto piccola e

quindi R_1 può assumere valori molto più alti, permettendo con ciò una migliore stabilizzazione.

Un metodo alternativo consiste nel disporre in cascata a T_1 un transistor amplificatore ad emettitore comune; l'amplificazione totale, pari al prodotto delle amplificazioni dei due stadi, è rilevante e quindi la stabilizzazione risulta di molto migliorata.

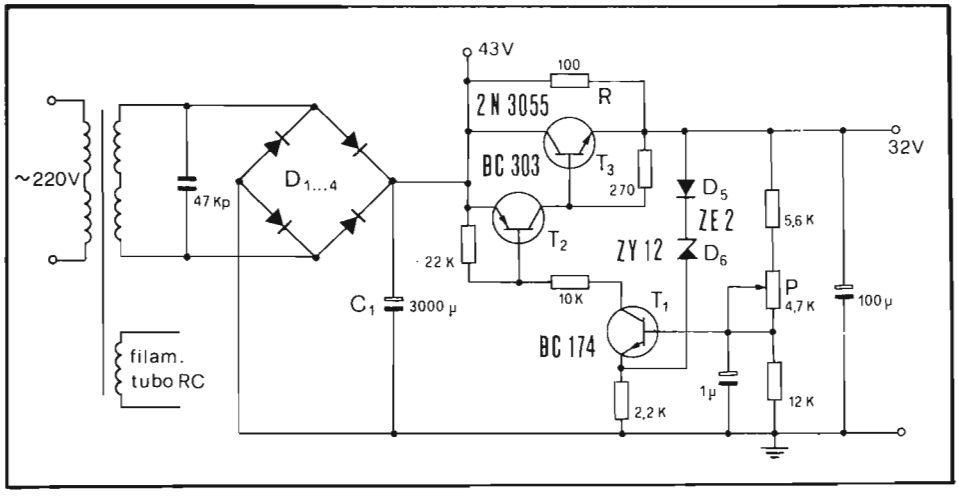


Fig. 11.13 - Alimentatore stabilizzato di un ricevitore a grande schermo (Seleco).

11.7 - Studio di alimentatori stabilizzati

In Fig. 11.13 è riportato lo schema pratico di un alimentatore stabilizzato a tre transistors. I diodi $D_{1...4}$ formano un ponte di raddrizzatori e caricano il condensatore C_1. La tensione di 43 V disponibile su C_1 è utilizzata per alimentare l'amplificatore di BF. I diodi D_5-D_6, il primo polarizzato direttamente e il secondo inversamente, forniscono la tensione di riferimento di 14 V stabilizzata termicamente. Il confronto tra la frazione della tensione d'uscita, presente sul cursore del potenziometro P, e quella di riferimento è fatto dal transistor T_1. La corrente di collettore di quest'ultimo viene amplificata da T_2 e quindi portata in base di T_3 che è l'elemento di controllo.

Analizziamo ora l'effetto della stabilizzazione, ipotizzando una diminuzione della resistenza di carico. In questo caso, se la corrente nel carico rimanesse costante,

ne risulterebbe una diminuzione della tensione d'uscita. Questa variazione negativa di tensione verrebbe riportata integralmente sull'emettitore di T_1 (poichè la tensione ai capi dei due diodi D_5-D_6 resta costante) e, in parte minore (dipendente dai valori del partitore), sulla base. Questa variazione produrrà perciò un aumento della corrente di base di T_1 e quindi della sua corrente di collettore. Quest'ultima attraverserà le resistenze di 22 kohm e 10 kohm producendo un aumento della corrente di base di T_2 e quindi di collettore; ora, aumentando la V_{BE} di T_3, crescerà pure la sua corrente di emettitore e quindi, infine, quella nel carico. Il contrario accadrà nel caso di diminuzione di resistenza di carico.

Nell'eventualità di cortocircuito all'uscita, il transistor T_1 viene interdetto poichè si ha l'annullamento della sua V_{BE}. Per lo stesso motivo risultano intedetti sia T_2 che T_3. In questo modo si evita che il transistor di controllo possa guastarsi, per eccessiva dissipazione, nel caso di cortocircuiti al carico, come potrebbe accadere nelle soluzioni riportate in Figg. 11.11 e 11.12.

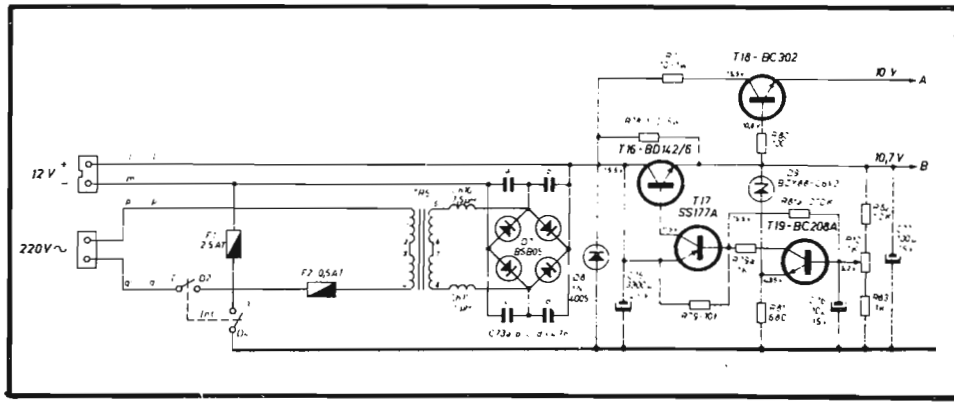


Fig. 11.14 - Alimentatore stabilizzato di un ricevitore a piccolo schermo con alimentazione da rete o da batteria.

Per portare a regime il circuito alimentatore, nella fase di accensione, viene inserita, in parallelo a T_3, una resistenza del valore di 100 ohm. All'atto dell'accensione questa resistenza polarizza la coppia di diodi D_5-D_6 e, quindi, rende attivo T_1. Il funzionamento di quest'ultimo permette allora di rendere attivi sia T_2 che T_3.

Se la resistenza R si interrompe, non è possibile avviare il funzionamento del circuito. Si è visto infatti che, nel caso del cortocircuito, all'annullarsi della tensione d'uscita, si ha l'immediata interdizione di tutti e tre i transistors. All'atto dell'accen-

sione, con R interrotta, si verifica proprio la situazione di tensione d'uscita nulla e quindi il blocco del circuito. Non appena il circuito risulta avviato, la resistenza potrebbe anche venire esclusa senza che ciò possa pregiudicare il funzionamento dell'alimentatore.

Molto spesso in serie alla resistenza R è inserito un fusibile che si interrompe nel caso di cortocircuito, salvando così la resistenza di avviamento R.

In Fig. 11.14 è riportato lo schema dell'alimentatore di un ricevitore portatile con alimentazione da batteria o da rete.

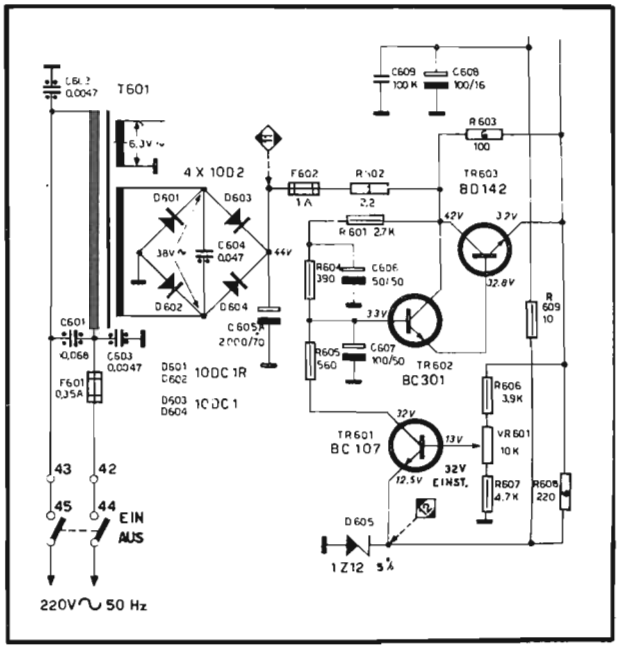


Fig. 11.15 - Alimentatore stabilizzato che utilizza come elemento di controllo una coppia di transistors in connessione Darlington.

In Fig. 11.15 è riportato infine lo schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato utilizzante come elemento di controllo una coppia di transistors in connessione Darlington.

11.8 - Il circuito pompa

La soluzione più adatta, in termini di affidabilità ed economici, per la realizzazione dei circuiti di deflessione di riga, è quella che fa uso di transistors finali alimentabili con una tensione continua di 30-40 V.

Il trasformatore, finora generalmente adottato per abbassare la tensione di rete presenta l'inconveniente di un costo elevato e di dimensioni e peso rilevanti. Ad aggravare ulteriormente il problema, si aggiunge la necessità di introdurre un circuito di stabilizzazione per evitare le variazioni delle dimensioni dell'immagine con le normali fluttuazioni della rete.

Gli obiettivi di una nuova soluzione circuitale dovrebbero essere perciò:

- eliminazione del trasformatore di rete,
- raddrizzamento diretto della rete, quindi a bassa corrente, che semplifica il problema del filtraggio,
- impiego di transistors con tensioni di rottura relativamente alte ma disponibili a prezzi convenienti,
- rendimento di conversione elevato che consenta l'abbassamento della tensione continua senza ricorrere ad elementi resistivi a forte dissipazione.

Un circuito che soddisfa ai requisiti richiesti potrebbe funzionare rifornendo lo stadio finale di riga dell'energia indispensabile alla deflessione ed alla produzione delle alimentazioni ausiliarie. Questo rifornimento, per essere vantaggioso, dovrebbe potersi fare utilizzando direttamente la tensione di rete rettificata.

Con questa soluzione (detta in maniera espressiva *"circuito pompa"*) si possono usare dei circuiti di deflessione di riga, operanti a bassa tensione (11-40 V), quindi alimentabili anche con batterie, semplicemente ricorrendo alla "carica" del circuito magnetico di deflessione di riga durante i ritorni. L'energia immagazzinata viene successivamente utilizzata per descrivere la prima metà della deflessione e, contemporaneamente, per fornire le tensioni ausiliarie che, in questo caso, alimentano tutte le rimanenti parti del ricevitore.

11.8.1 - Principio di funzionamento

Il modo più semplice per comprendere il principio di funzionamento del circuito di pompa è quello di fare riferimento al circuito semplificato delio stadio di deflessione di riga (Fig. 11.16).

Nel circuito tradizionale si è visto che quando l'interruttore S è aperto, l'alimentatore E carica il condensatore C_S. Non appena S viene chiuso, C_S si comporta come una batteria e fa circolare una corrente in L_H che cresce, nel tempo, in modo lineare. La inevitabile parziale scarica di C_S introduce una distorsione ad *esse* nella corrente di deflessione, che torna particolarmente utile per la correzione della linearità orizzontale. Quando S viene aperto, la corrente di deflessione continua a circolare annullandosi progressivamente con andamento quasi sinusoidale. In questa fase l'energia magnetica immagazzinata in L_H viene trasferita quasi totalmente su C_R. Quando quest'ultimo si scarica, fluisce in L_H una corrente secondo un verso

opposto al precedente. Prima però che la tensione su C_R si annulli del tutto, la sorgente E ricarica il condensatore C_S fornendogli le cariche che quest'ultimo aveva perso durante l'intero ciclo. Nell'istante in cui la corrente di deflessione raggiunge il valore massimo negativo, l'interruttore S viene di nuovo chiuso. In questo modo, durante i ritorni di riga, l'alimentatore cede al circuito l'energia che il condensatore C_S ha perso nella fase di deflessione.

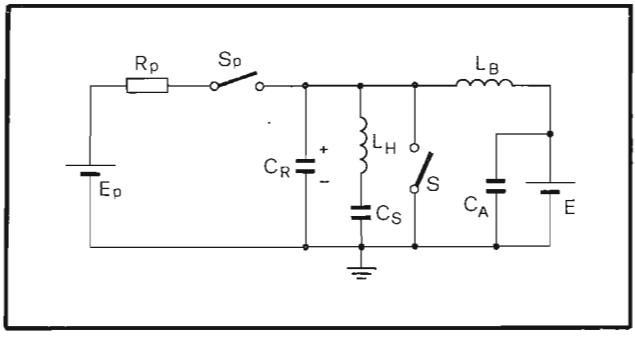


Fig. 11.16 - Schema di principio di un circuito alimentatore a "pompa".

Il circuito pompa fornisce energia al circuito in modo completamente opposto. Innanzitutto viene caricato C_R durante i ritorni di riga. Si è visto che il picco di tensione presente su C_R, in questa fase, è circa dieci volte superiore alla tensione di alimentazione. Allora, per un circuito alimentabile con 25 V, il condensatore C_R può venir caricato a 250 V circa, direttamente dalla tensione di rete rettificata, tramite un adeguato interruttore (S_P). La successiva scarica di C_R su L_H e C_S produce una corrente decrescente con legge quasi sinusoidale in L_H e una debole carica di C_S e di C_A, quest'ultimo attraverso L_B. Quando la tensione su C_R si è annullata, l'interruttore S viene chiuso. La corrente in L_H, dal valore massimo negativo maggiore di quello positivo, cresce linearmente, caricando così C_S ad una tensione maggiore di quella presente ai suoi capi all'inizio del ciclo. Nell'istante in cui viene aperto l'interruttore S, C_S cede a C_A le cariche in eccesso e contemporaneamente la corrente di deflessione, attraversando C_R, dà inizio al periodo di ritorno.

Concludendo, mentre nel circuito tradizionale l'alimentatore E (ovvero la sua capacità di uscita C_A) forniva a C_S, durante i ritorni, l'energia persa dal circuito nel ciclo e questa, attraverso C_R, veniva utilizzata per completare la traccia, nel circuito pompa l'energia viene fornita dall'alimentatore E_P, attraverso S_P, al condensatore C_R. Quest'ultimo, scaricandosi su L_H e in parte su L_B, provvede al ritorno di riga ed al rifornimento dell'energia richiesta dai circuiti ausiliari durante questa fase; inoltre, poichè l'energia immagazzinata da L_H, durante i ritorni, viene ceduta a C_S

nella prima metà della deflessione e da C_S a L_H nella seconda metà, è possibile, anticipando di poco l'apertura di S, trasferire l'energia residua da C_S a C_A ripristinandone la carica.

In questo modo su C_A è disponibile una tensione con *ripple* alla frequenza di riga che, filtrata, può venir utilizzata per l'alimentazione di alcuni stadi del televisore.

Il vantaggio di questo metodo è ovvio e consiste nel poter fornire energia al circuito di deflessione di riga, e da questo all'intero ricevitore, semplicemente caricando il condensatore di ritorno C_R ad un valore pari a quello della tensione di rete rettificata; ciò in contrapposizione alla soluzione tradizionale, nella quale veniva fornita energia al circuito di deflessione di riga ad un livello di tensione inferiore a quella di rete rettificata. Si elimina così il costoso ed ingombrante trasformatore di alimentazione e allo stesso tempo si semplifica, come vedremo in seguito, il problema della stabilizzazione.

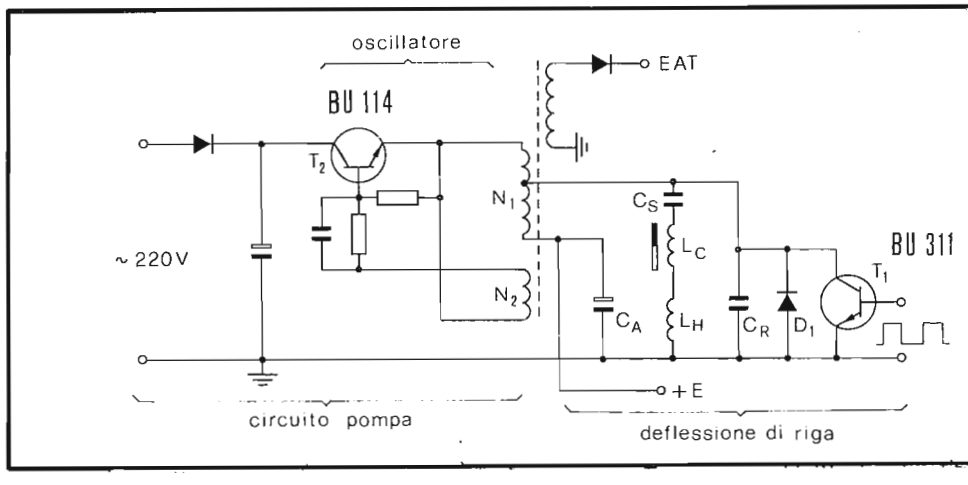


Fig. 11.17 - Schema pratico semplificato di un circuito pompa.

11.8.2 - Schema pratico semplificato di alimentatore a pompa

La più semplice esecuzione pratica del circuito pompa è riportata in Fig. 11.17.

Il transistor T_1 ed il diodo D_1, che assieme costituiscono l'interruttore S, gli elementi C_R, C_S, L_H, C_A ed il primario N_1 realizzano lo stadio di deflessione di riga già studiato. Il transistor T_2 sostituisce l'interruttore del circuito di pompa S_P. Esso viene portato in conduzione dagli impulsi positivi presenti su N_2, durante i ritorni di riga.

Il circuito, per poter funzionare, ha bisogno di una rete di avviamento. Inoltre, al fine di rendere il più indipendente possibile il funzionamento del circuito dalle variazioni della tensione di alimentazione e dei carichi, risulta opportuna l'aggiunta di reti di controllo più o meno elaborate. In alcuni casi è indispensabile la separazione elettrica tra rete a 220 V e circuito del televisore. Il problema trova facile soluzione nel circuito descritto, richiedendosi semplicemente il collegamento a trasformatore, anzichè ad autotrasformatore, tra il circuito pompa ed il condensatore di recupero C_R.

Altre volte può presentarsi la necessità di alimentare il circuito sia dalla rete che da batteria, come nel caso dei ricevitori portatili.

Analizzeremo nel seguito alcune soluzioni circuitali che rispondono alle richieste precedentemente formulate.

11.8.3 - Circuito pompa a transistors con regolazione serie e compensazione della EAT

La Fig. 11.18 riporta lo schema di un circuito pompa isolato galvanicamente dal resto del televisore. L'avvolgimento N_1 ha il compito di caricare il condensatore C_R durante i ritorni. Il vero avvolgimento primario del trasformatore di riga N_3 è attraversato dalla corrente di collettore di T_2.

Nei circuiti sprovvisti di separazione galvanica dalla rete, il condensatore C_A viene caricato, all'accensione, per accoppiamento capacitivo con l'alimentatore: questo è sufficiente a mettere in azione l'oscillatore di riga.

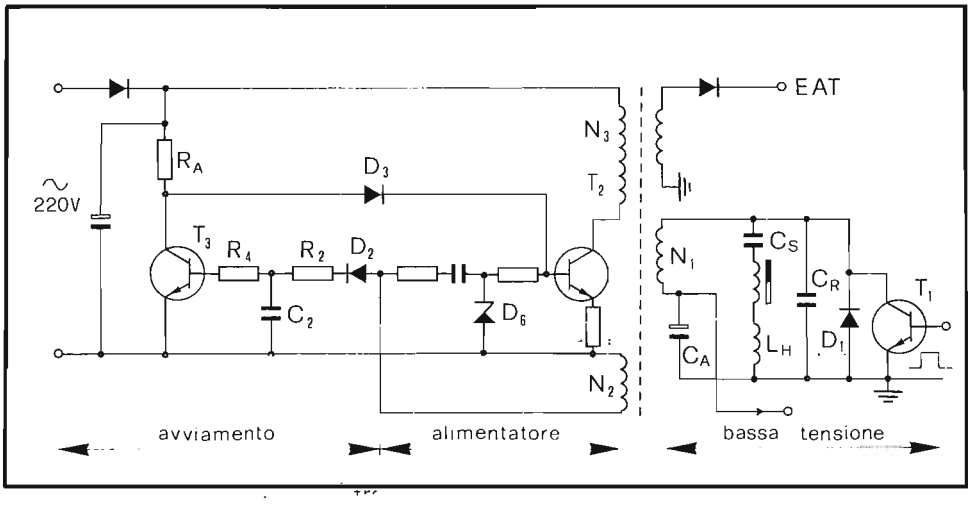


Fig. 11.18 - Schema elettrico di un circuito pompa con regolazione serie e compensazione della EAT.

Nei circuiti dotati di isolamento, lo stadio pompa deve potersi avviare automaticamente, per realizzare il trasferimento di potenza dal circuito primario a quello di utilizzazione. Nella fase iniziale questo circuito funziona così da oscillatore di potenza. Gli elementi che ne determinano la frequenza di funzionamento sono, come già per il circuito di deflessione di riga, la capacità di recupero C_R e le induttanze totali del trasformatore di riga.

Il transistor T_2 è reso conduttore, durante il semiperiodo sinusoidale (circa 10 ms), per mezzo della resistenza di avviamento R_A; così C_R si carica durante la prima metà dell'oscillazione. L'energia da esso immagazzinata viene nel seguito trasferita a C_A. Le oscillazioni libere, nella fase di avviamento, hanno termine quando C_A è carico, cioè quando l'oscillatore di riga viene alimentato ed ha inizio la deflessione e, quindi, il pompaggio.

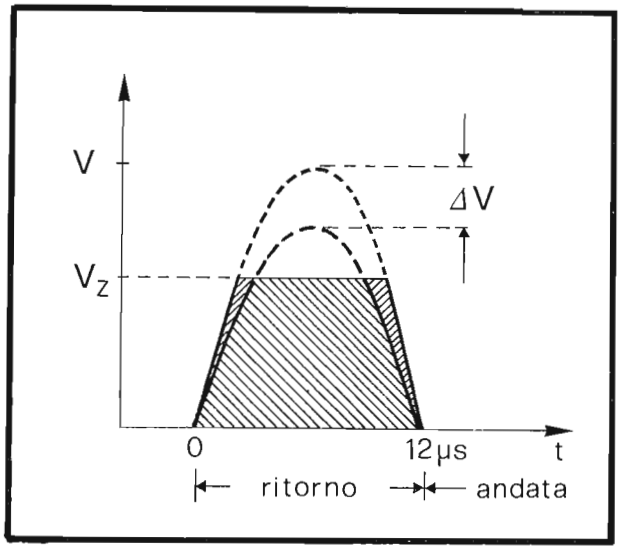


Fig. 11.19 - Effetto della variazione dell'ampiezza degli impulsi di fly-back sulla larghezza degli impulsi di comando del circuito pompa

Dopo l'avviamento, T_3 risulta saturato dalla forte corrente di base conseguenza della rettificazione degli impulsi, presenti su N_2, operata da D_2 e dal loro filtraggio realizzato da R_2-C_2. Il ritardo operato da quest'ultimo gruppo è tale da permettere una decina di oscillazioni prima che T_3 sia portato in saturazione. A questo punto D_3 risulta polarizzato inversamente e quindi R_A viene disinserita dalla base di T_2, la cui conduzione è allora determinata solo dagli impulsi presenti su N_2.

Il diodo Zener D_6 e la resistenza R_E realizzano una sorgente di corrente costante il cui valore è indipendente da quello della tensione di alimentazione. L'eccesso di potenza disponibile nel caso di aumento della tensione di rete deve venir dissipato dal transistor regolatore T_2.

L'aumento della corrente del fascetto del tubo a raggi catodici, che influirebbe sul valore della EAT e quindi sulla larghezza dell'immagine, viene compensato da una diminuzione della tensione di carica di C_R, ovvero della tensione presente su C_A. Questo fatto è conseguenza diretta della richiesta supplementare di energia, che esige l'aumento della corrente del fascetto.

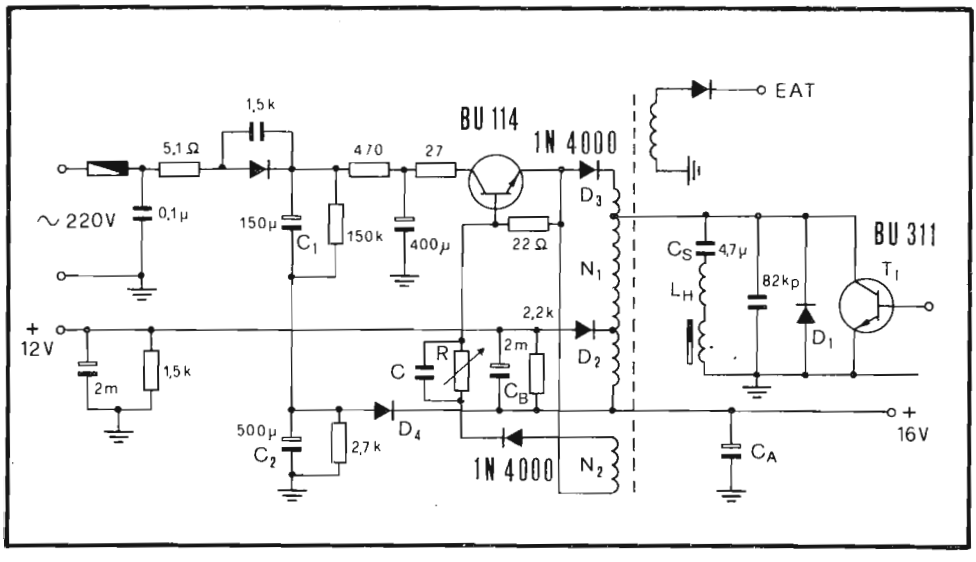


Fig. 11.20 - Circuito pompa a transistors con alimentazione da rete e da batteria a 12 V.

La tensione indotta su N_2, in questa situazione, diminuisce e quindi si riduce la larghezza effettiva dell'impulso di corrente che giunge alla base (Fig. 11.19). Ciò comporta una riduzione della energia immessa nel circuito di riga e quindi della corrente di deflessione orizzontale.

La riduzione dell'ampiezza dell'impulso, necessaria per compensare completamente le variazioni della larghezza dell'immagine, può quindi essere regolata con una scelta opportuna della tensione di Zener V_Z.

Le altre variazioni di carico, dovute ad esempio agli stadi di amplificazione di BF operanti in classe B, saranno compensate facilmente da una regolazione di tipo parallelo.

11.8.4 - Circuito pompa a transistors con alimentazione dalla rete e da batteria

Il circuito di Fig. 11.20 corrisponde alla configurazione di principio riportata in Fig. 11.17. In esso non sono previsti elementi che permettono la regolazione automatica contro le variazioni della corrente del fascetto.

La deflessione orizzontale è ottenuta con l'impiego di T_1, D_1 e D_2, collegati in modo da realizzare un circuito con diodi di recupero serie e smorzatore parallelo. Il transistor BU 311, che sopporta tensioni fino a 200 V, può funzionare agevolmente con tensioni di alimentazione di 12 V che possono divenire 16 V con l'utilizzazione della tensione rialzata presente ai capi di C_B. Nel caso di difettoso funzionamento della parte alimentatrice, il circuito può operare ugualmente con l'uso di un alimentatore esterno.

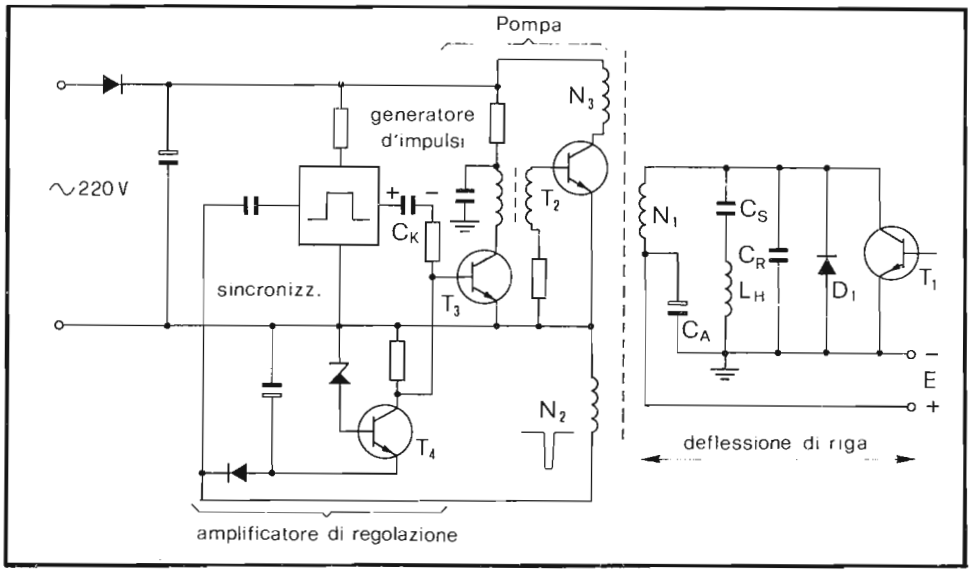


Fig. 11.21 - Schema elettrico semplificato di un circuito pompa regolato in larghezza d'impulsi.

Il transistor BU 114 con una tensione $V_{CER} = 350$ V è adatto a funzionare come circuito pompa. L'impulso di comando, disponibile su N_2, è applicato alla base del BU 114 attravesro una rete RC parallelo che ne migliora il comportamento in commutazione. La regolazione del potenziometro R permette di compensare le tolleranze dei componenti e di regolare la tensione di funzionamento o, più precisamente, la larghezza dell'immagine.

All'inizio, l'avviamento del circuito è ottenuto prelevando la tensione ai capi di C_2 che, assieme a C_1, costituisce un partitore capacitivo. Questa tensione è sufficiente per avviare l'oscillatore orizzontale: il transistor BU 114 viene così comandato dagli impulsi presenti su N_2. Le resistenze R_1 ed R_2 scaricano i condensatori elettrolitici C_1 e C_2, permettendo così, anche dopo un breve intervallo di spegnimento, la riaccensione dell'apparecchio.

Nel caso di alimentazione da batteria, la corrente, passando attraverso il diodo di recupero serie D_2 e l'avvolgimento N_1, giunge al condensatore C_A. Quando l'oscillatore di riga entra in funzione, il circuito finale recupera energia durante i ritorni caricando, con il diodo economizzatore D_2, il condensatore di booster C_B. La tensione risultante su C_A è, così, superiore a quella della batteria.

I diodi D_3 e D_4 risultano polarizzati inversamente e, quindi, escludono il circuito pompa.

11.8.5 - Circuito pompa a regolazione per larghezza d'impulsi con separazione galvanica dalla rete

In questa soluzione la durata della corrente formata dal circuito pompa è adattata alle esigenze del carico per mezzo di una rete di regolazione.

Nel caso più semplice, la regolazione per larghezza degli impulsi viene attuata sovrapponendo alla tensione sinusoidale, disponibile ai capi di un avvolgimento del trasformatore di riga, una tensione continua negativa, per mezzo di uno stadio amplificatore di riferimento, non appena la tensione di servizio E (Fig. 11.21) supera la soglia prestabilita. In questo modo si riduce l'intervallo di tempo durante il quale la tensione risultante supera la soglia e, quindi, l'intervallo di "pompaggio" del circuito.

La Fig. 11.21 riporta lo schema di principio di una tale soluzione.

Il transistor T_2 è comandato dal proprio oscillatore che è a sua volta sincronizzato dagli impulsi presenti su N_2. Il generatore fornisce, attraverso il condensatore C_K degli impulsi rettangolari positivi (8 μs di durata) alla base del pilota T_3. Questi impulsi vengono differenziati; inoltre, nella fase di conduzione del transistor T_3, si sviluppa su C_K una tensione, le cui polarità sono riportate nella stessa figura. Nel caso di un aumento della tensione presente su N_2, circolerà in T_4 una corrente con verso tale da rendere negativo il collettore verso massa. Tale tensione negativa caricherà ulteriormente C_K e quindi verrà ridotto l'intervallo di tempo durante il quale la tensione V_{BE} di T_3 supererà la soglia di 0.7 V. Di conseguenza ne risulterà una riduzione del tempo di conduzione di T_2.

La Fig. 11.22 riporta lo schema completo di un circuito pompa a regolazione per larghezza d'impulsi con separazione galvanica dalla rete.

11.8.6 - Alimentazione a pompa con tensione continua stabilizzata e regolazione automatica della corrente di pompa

Il circuito di Fig. 11.23 utilizza un SCR per fornire una tensione continua di circa 185 V, stabilizzata per variazioni della tensione di rete comprese tra 200 e 250 V. Il circuito pompa è così alimentato a tensione costante e, quindi, la stabilizzazione

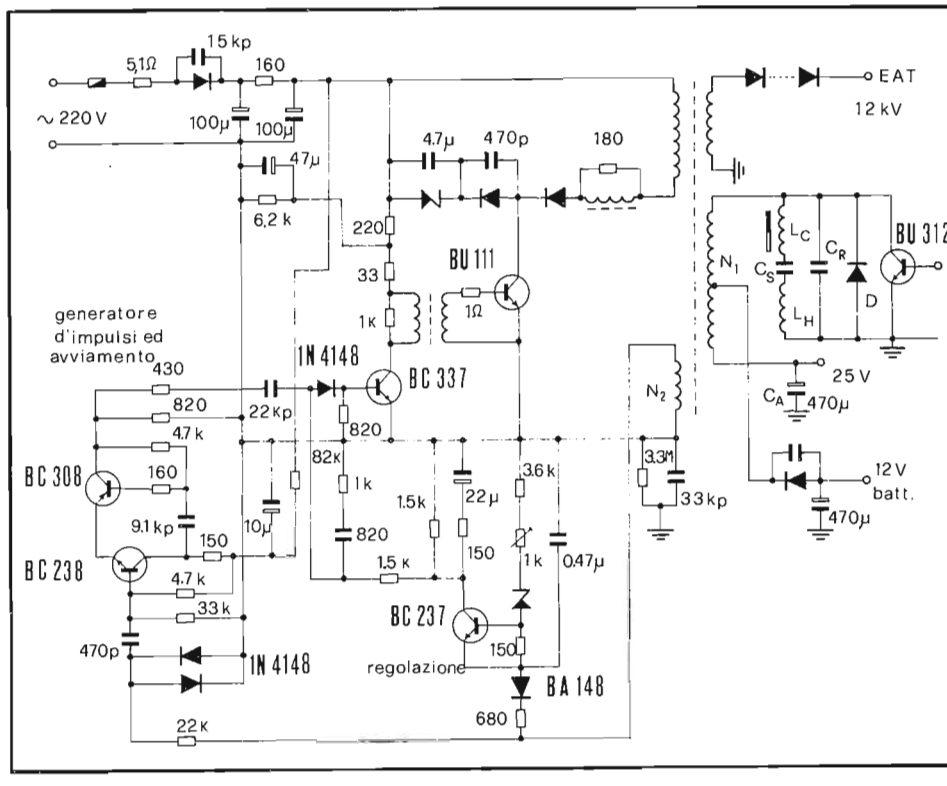


Fig. 11.22 - Schema completo del circuito di Fig. 11.21.

nei confronti delle variazioni di carico può essere fatta semplicemente agendo sulla corrente di pompaggio.

La tensione a 50 Hz, rettificata a una semionda, viene livellata da due condensatori elettrolitici da 220 μF. La regolazione e la rettificazione sono realizzate dall'SCR BSt BO2 46 che viene reso conduttore, ad intervalli prestabiliti, da un circuito che controlla lo sfasamento introdotto dalla rete R_8, C_3, R_7 e C_4. Questo circuito consiste nel transistor T_4 e nel diodo Zener BZX 97 C24. La differenza tra la tensione prelevata su R_3, proporzionale alla tensione d'uscita del rettificatore, e quella di riferimento dello Zener, viene utilizzata per controllare la conduzione di T_4. Quest'ultimo si comporta come resistenza variabile che modifica sia l'ampiezza che la fase della tensione presente all'uscita della rete sfasatrice. Tale tensione viene formata dal diac 9903 e l'impulso positivo, inviato sul gate dell'SCR, ne determina la conduzione. Il filtro a pi-greco, posto all'uscita dell'SCR, riduce il ripple a 50 Hz ad un valore di circa 2,5 V pp.

Con questa soluzione la tensione d'uscita di 185 V cambia solo di $\pm$ 1% quando la tensione di rete varia di $\pm$ 10%

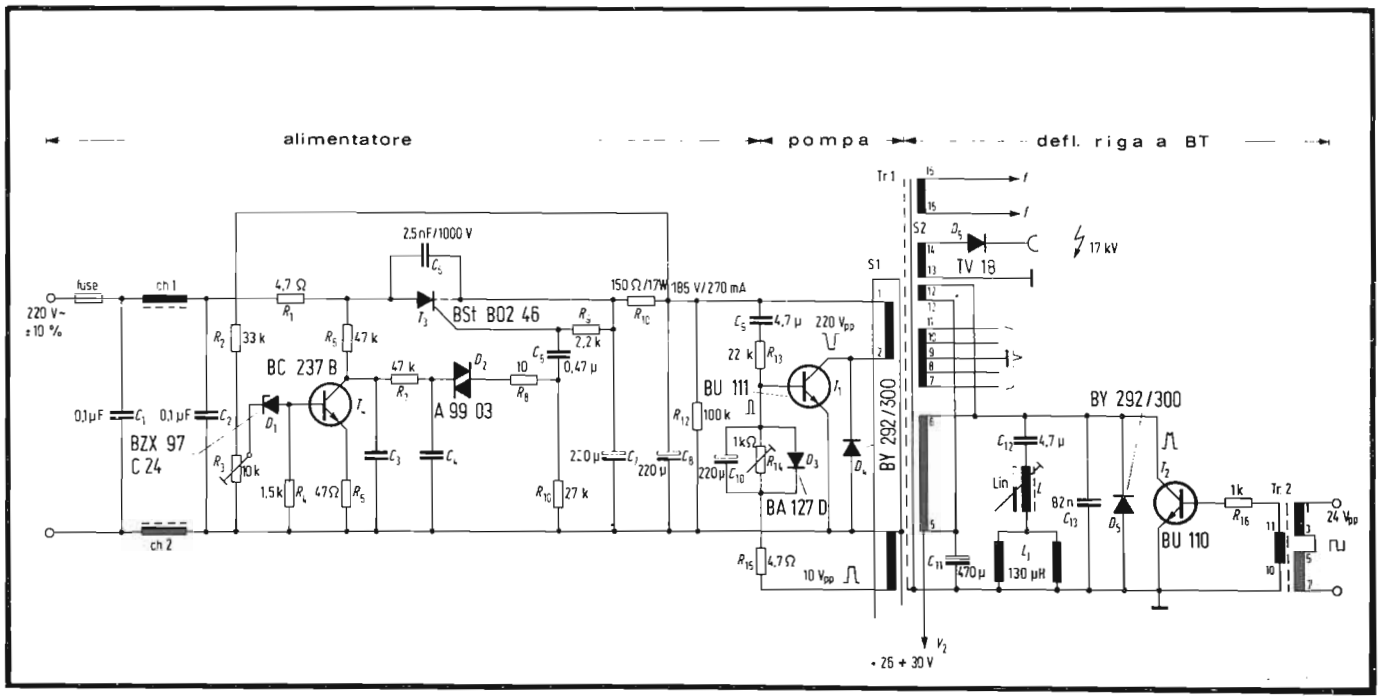


Fig. 11.23 - Schema elettrico di un circuito alimentatore pompa con tensione continua stabilizzata e regolazione automatica della corrente di pompa.

Il transistor interruttore T_1 applica, alla frequenza di riga, la tensione rettificata di 185 V all'avvolgimento N_3 del trasformatore di riga. Viene così generata un'alta tensione con una bassa impedenza.

Il transistor T_1 è controllato con una reazione negativa ottenuta prelevando la tensione presente su N_2 e inviandola sulla base attraverso R_{15}, R_4 e C_{10}. Il funzionamento di questa stabilizzazione è già stato descritto nel paragrafo 11.4.

L'inizio delle oscillazioni è ottenuto attraverso il gruppo R_{13} e C_9. Nell'istante di accensione del televisore, l'aumento di tensione che si manifesta su C_8 viene portato da C_9 sulla base di T_1; il guizzo di corrente che ne deriva è tale da rendere conduttore T_1. Così ha inizio l'oscillazione del circuito pompa.

Sempre il condensatore C_9 assicura che il circuito venga immediatamente bloccato in caso di cortocircuito ai secondari; in questo caso si ha una diminuzione di tensione su C_8 che, portata sulla base di T_1 da C_9, ne determina l'interdizione. Il diodo D_4 protegge il transistor T_1 da scariche del circuito di alta tensione entro il tubo a raggi catodici.

Per un corretto funzionamento del circuito è importante che la frequenza di libera oscillazione sia leggermente inferiore a quella di riga, già con tensioni continue di circa 60 V. Solo in questo caso è possibile garantire la sincronizzazione del circuito pompa sulla frequenza di riga.

CAP. I — Dispositivi a semiconduttore

1. 1 - Isolanti, semiconduttori e conduttori pag. 7
1. 2 - Semiconduttori intrinseci e drogati » 8
1. 3 - Giunzione p-n. Diodo a giunzione » 10
1. 4 - Effetti Zener e valanga. Diodo Zener. » 12
1. 5 - Diodo a punta di contatto. » 13
1. 6 - Diodo PIN. » 14
1. 7 - Diodo varicap » 15
1. 8 - Diodo tunnel » 17
1. 9 - Diodo emettitore di luce (LED—IRED) » 18
1.10 - Fotodiodo » 20
1.11 - Transistor » 21
1.12 - Transistors di piccola potenza » 24
1.12.1 - Transistors a lega » 24
1.12.2 - Transistors mesa » 25
1.12.3 - Transistors mesa epitassiali » 27
1.12.4 - Transistors planari e planari-epitassiali » 27
1.13 - Transistors di potenza » 29
1.13.1 - Transistors a giunzione per lega » 29
1.13.2 - Transistors a base omogenea » 30
1.13.3 - Transistors a base epitassiale » 30
1.13.4 - Transistors a tripla diffusione » 31
1.14 - Caratteristiche limite dei transistors di potenza » 32
1.14.1 - Limite in corrente » 33
1.14.2 - Limiti in tensione » 33
1.14.3 - Limite dovuto al secondo break-down » 33
1.15 - Polarizzazione dei transistors » 34
1.16 - Fototransistor » 38
1.17 - Transistors ad effetto di campo (FET) » 40
1.18 - MOSFET » 42
1.19 - Transistor unigiunzione (UJT) » 45
1.20 - Rettificatore controllato al silicio (SCR) » 46
1.21 - Transistor unigiunzione programmabile (PUT o SCS) » 51
1.22 - DIAC » 53
1.23 - Circuiti integrati » 54
1.23.1 - Transistors integrati » 55
1.23.2 - Diodi integrati » 56
1.23.3 - Diodi Zener integrati » 56
1.23.4 - Resistori integrati » 57
1.23.5 - Condensatori integrati » 58
1.23.6 - Transistors MOSFET integrati » 59
1.24 - Integrati lineari. Circuiti di base » 60
1.24.1 - Amplificatore differenziale bilanciato » 61
1.24.2 - Sorgenti di corrente costante e reti di polarizzazione » 63
1.24.3 - Traslatori di livello » 66
1.24.4 - Circuiti di alimentazione » 67
1.24.5 - Moltiplicatore a circuito differenziale » 68

CAP. II — Generalità sui televisori a semiconduttore

2. 1 - Introduzione pag 70
2. 2 - Schema a blocchi di un ricevitore a transistors » 70
2. 3 - I circuiti integrati nei televisori in bianco e nero » 73

CAP. III — Gli stadi VHF ed UHF

3. 1. - Introduzione » 76
3. 2 - Il gruppo VHF » 76
3. 3 - L'amplificatore di RF—VHF » 78
3. 4 - Lo stadio miscelatore (convertitore) » 80
3. 5 - L'oscillatore locale » 81
3. 6 - Il gruppo UHF » 83
3. 7 - L'amplificatore di RF—UHF » 85
3. 8 - Il convertitore auto-oscillante » 87
3. 9 - Il sintonizzatore VHF—UHF integrato » 89
3.10 - Sintonia elettronica a varicap » 91
3.11 - Tuner integrato con sitonia a varicap e commutazione elettronica » 92
3.12 - Pulsantiera di sintonia e sua alimentazione » 97
3.13 - Attenuatore a diodi PIN per la regolazione del guadagno » 98
3.13.1 - Funzionamento di un attenuatore a pi-greco equipaggiato con diodi PIN » 99
3.13.2 - Attenuatore a diodi PIN integrati » 101
3.13.3 - Tuner integrato a sitonia elettronica con regolazione di guadagno a diodi PIN » 103
3.14 - Cambio canale con sensori tattili (touch-control) » 103
3.14.1 - Circuiti integrati per il touch-control » 105

CAP IV — L'amplificatore di frequenza intermedia video

4. 1 - Introduzione » 109
4. 2 - Curva di risposta dell'amplificatore di frequenza intermedia video » 109
4. 3 - Circuiti di accoppiamento » 112
4.3.1 - Filtro ad accordo semplice » 113
4.3.2 - Filtro a doppio accordo o di banda » 113
4. 4 - Circuiti di reiezione (trappole) » 115
4. 5 - Stadio regolato dal CAG » 115
4.5.1 - Regolazione verso il basso (inversa) » 116
4.5.2 - Regolazione verso l'alto (diretta) » 116
4. 6 - Analisi di circuiti amplificatori di FI video » 117

CAP. V — Il rivelatore video, l'amplificatore video ed il CAG

5. 1 - Introduzione » 121
5. 2 - Il rivelatore video » 121
5. 3 - L'amplificatore video » 124
5. 4 - Caratteristiche del transistor d'uscita » 127
5. 5 - Il controllo automatico di guadagno (CAG) » 128
5. 6 - Amplificatore di FI video a circuito integrato » 131
5.6.1 - Rivelazione sincrona » 131
5.6.2 - Il TBA 440 » 133
5.6.3 - Il TDA 440 » 135
5.6.4 - I TDA 2540/41 » 136

CAP. VI — La sezione audio

6. 1 - Introduzione pag 139
6. 2 - L'amplificatore di FI audio ed il rivelatore FM » 140
6. 3 - I filtri ceramici » 143
6. 4 - La taratura statica della sezione di FI audio » 145
6. 5 - L'amplificatore di BF » 146
6.5.1 - L'amplificatore di BF a simmetria complementare » 146
6.5.2 - L'amplificatore di BF single-ended » 150
6. 6 - La sezione audio integrata » 153
6.6.1 - L'amplificatore di FI ed il demodulatore » 153
6.6.2 - Il discriminatore a coincidenza a semionda singola » 155
6.6.3 - Il discriminatore a doppia semionda » 157
6.6.4 - L'amplificatore-limitatore » 158
6.6.5 - Il TAA 661 » 160
6.6.6 - Il TAA 450 » 164
6.6.7 - Il TAA 570 » 167
6.6.8 - Il TBA 480 » 167
6.6.9 - Il TBA 750 » 169
6.6.10 - Il TBA 120 » 172
6.6.11 - Il TBA 120 S » 172
6.6.12 - Il TAA 691 » 174
6.6.13 - Il TBA 780 » 176
6. 7 - L'amplificatore di BF integrato » 178
6.7.1 - Il TAA 611 » 178
6.7.2 - Il TAA 621 » 181
6.7.3 - Il TBA 800 » 182
6.7.4 - Il TBA 820 » 184
6.7.5 - Il TDA 2610 » 184
6. 8 - La sezione integrata di FI e BF » 186
6.8.1 - Il TBA 631 » 186
6.8.2 - Il TDA 1043 » 188
6.8.3 - Il TDA 1190 » 188

Cap. VII — La sezione sincronismi

7. 1 - Introduzione » 192
7. 2 - Il separatore di sincronismi » 193
7. 3 - Il circuito antidisturbo (anti-noise) » 194
7.4 - L'amplificatore di sincronismi » 196
7.5 - Il circuito integratore » 197

CAP. VIII — Lo stadio di deflessione verticale

8. 1 - Introduzione » 200
8. 2 - Il generatore di tensione a dente di sega » 201
8.2.1 - Oscillatore bloccato » 202
8.2.2 - Multivibratore astabile » 203
8.2.3 - Oscillatore ad effetto Miller » 206

8.2.4 - Oscillatore a transistor unigiunzione pag 208
8.2.5 - Oscillatore a transistor unigiunzione programmabile » 210
8. 3 - Lo stadio di accoppiamento » 212
8. 4 - Lo stadio finale » 212
8. 5 - Dispositivi di linearizzazione » 215
8. 6 - Esempi di circuiti di deflessione verticale » 215
8. 7 - La sezione di deflessione verticale integrata » 219
8.7.1 - Lo stadio di uscita verticale equipaggiato con stadio integrato di BF » 219
8.7.2 - Il TDA 1044 » 221
8.7.3 - Il TDA 1170 » 223

CAP IX — La sezione di deflessione orizzontale

9. 1 - Introduzione » 225
9. 2 - Potenza di deflessione » 226
9. 3 - Principio di funzionamento dello stadio finale di riga » 227
9. 4 - Stadio finale di riga transistorizzato » 231
9. 5 - Realizzazione pratica del circuito » 232
9. 6 - Produzione della EAT e delle AT ausiliarie » 234
9. 7 - Principali schemi di stadi finali di riga a transistors » 235
9.7.1 - Circuiti a bassa tensione » 236
9.7.2 - Circuiti ad alta tensione » 239
9. 8 - Transistor finale di riga con funzionamento bidirezionale: BU 105, BUY 71 » 240
9. 9 - Fase di spegnimento (turn-off) del transistor interruttore » 242
9.10 - Cause di danneggiamento del transistor finale di riga » 246
9.11 - Lo stadio pilota » 247
9.12 - Circuito oscillatore di riga » 248
9.13 - Controllo automatico di frequenza e fase (CAF) » 250
9.14 - Circuito a reattanza » 252
9.15 - Esempio di stadio di deflessione di riga » 253
9.16 - Deflessione di riga a tiristori. Introduzione » 255
9.17 - Principio di funzionamento della deflessione di riga a SCR » 255
9.18 - Analisi di un circuito pratico di deflessione di riga a tiristori » 260

CAP. X — La sezione sincronismi integrata. I telecomandi

10. 1 - La sezione sincronismi integrata. Introduzione » 264
10.1.1 - Il TAA 790 » 264
10.1.2 - I TBA 940/950 » 266
10.1.3 - Il TBA 920 » 267
10.1.4 - Il TAA 700 » 269
10.1.5 - I TBA 890/900 » 271
10.1.6 - Gli SN 76532/3 » 273
10.1.7 - Il TBA 311 » 275
10. 2 - I telecomandi. Introduzione » 275
10.2.1 - Telecomando ad ultrasuoni con microfono a condensatore » 276
10.2.2 - Telecomando ad ultrasuoni con microfono piezoceramico » 278
10.2.3 - Telecomando a raggi infrarossi » 282

CAP XI — L'alimentatore

11. 1 - Introduzione pag 286
11. 2 - Circuiti di rettificazione » 287
11. 3 - Circuiti di livellamento » 289
11. 4. - Rettificazione a SCR » 289
11. 5 - Stabilizzatori di tensione continua » 293
11. 6 - Stabilizzatore di tensione di tipo serie con controllo a catena chiusa » 295
11. 7 - Studio di alimentatori stabilizzati » 297
11. 8 - Il circuito pompa » 300
11.8.1 - Principio di funzionamento » 300
11.8.2 - Schema pratico semplificato di circuito pompa » 302
11.8.3 - Circuito pompa a transistors con regolazione serie e compensazione della EAT » 303
11.8.4 - Circuito pompa a transistors con alimentazione dalla rete e da batteria » 306
11.8.5 - Circuito pompa a regolazione per larghezza d'impulsi con separazione galvanica dalla rete » 307
11.8.6 - Alimentazione a pompa con tensione continua stabilizzata e regolazione automatica della corrente di pompa » 307

INDICE » 311

A. Deotto - ELEMENTI DI VIDEOTECNICA E MODERNI CIRCUITI TV

12 capitoli - 288 pagine - 272 schemi - tabelle varie. Copertina plastificata

Volume fondamentale per l'apprendimento delle moderne tecniche di trasmissione e di ricezione. Adatto agli studenti, per la trattazione propedeutica allo studio della televisione a colori, e ai tecnici quale mezzo di aggiornamento delle moderne tecniche e tecnologie televisive. Dei vari stadi del televisore viene svolta una trattazione completa, partendo dai circuiti a componenti discreti fino a quelli integrati più moderni e sofisticati. Costante è il riferimento a schemi pratici di televisori commerciali.

A. Deotto - TELEVISORI A TRANSISTORS E A CIRCUITI INTEGRATI

11 capitoli - 320 pagine - 283 schemi e diagrammi illustrativi, copertina plastificata

In 320 pagine vengono analizzati il funzionamento e le caratteristiche delle diverse sezioni che costituiscono i ricevitori TV a semiconduttori discreti ed integrati, con costante riferimento a ricevitori commerciali circolanti in Italia. Ecco alcuni degli argomenti trattati:

• circuito di deflessione a tiristori • cambio canale touch-control • gruppi di sintonia con diodi varicap • alimentazione a circuito "pompa" • descrizione di oltre 40 circuiti integrati

A. Deotto - TELEVISORI A COLORI A TRANSISTORS E A CIRCUITI INTEGRATI

12 capitoli - 360 pagine con oltre 270 disegni e schemi illustrativi, parte dei quali in quadricromia. Copertina a colori plastificata

Dopo un rapido richiamo degli aspetti fisici del colore e degli standards televisivi PAL e SECAM, di interesse specifico per i circuiti descritti nel seguito, vengono trattati in modo esteso i cinescopi tricromici fino ai moderni trinitron, in-line e PIL che equipaggiano i televisori a colori a componenti discreti ed integrati. La rassegna dei circuiti giunge fino alle soluzioni più moderne, quali:

• sistemi per la ricerca automatica della sintonia con memorizzazione digitale • circuiti per l'indicazione dell'ora e del programma sullo schermo del televisore • alimentatori switched-mode isolati dalla rete • circuiti di deflessione verticale a tiristori (SSVD) • stadi finali "freddi" • descrizione dettagliata di oltre 20 circuiti integrati

F. Calligaris - A. Deotto - MANUALE DEGLI IMPIANTI D'ANTENNA TV

10 capitoli e 5 appendici - 312 pagine - 280 disegni schemi elettrici e tabelle. Copertina plastificata

La recente proliferazione delle emittenti private pone oggi il tecnico di fronte a situazioni e problemi completamente nuovi, che rendono assai difficile la scelta delle soluzioni tecniche ottimali e dei componenti attivi e passivi disponibili in commercio per realizzarle. Una maggiore conoscenza dei fenomeni connessi con la propagazione delle onde elettromagnetiche nello spazio e nei cavi coassiali, nonché quella relativa al funzionamento dei componenti attivi e passivi oggi largamente impiegati anche negli impianti di modeste dimensioni, rende il lavoro del tecnico molto più agevole e redditizio. A queste esigenze risponde il volume che è una vera e propria guida teorico-pratica alla progettazione, realizzazione e collaudo di impianti d'antenna TV singoli e centralizzati.

CO.EL. editrice

L. 24.000

Collana Edizioni Radio

A. Deotto - TELEVISORI A TRANSISTORS E A CIRCUITI INTEGRATI
11 capitoli - 320 pagine - 283 disegni e schemi illustrativi
copertina plastificata (5ª ristampa dalla prima edizione 1985

A. Deotto - TELEVISORI A COLORI a transistors e a circuiti integrati
12 capitoli - 360 pagine - 270 schemi illustrativi e figure, parte delle quali
in quadricromia - copertina plastificata (6ª ristampa della prima edizione 1986)

F. Calligaris - A. Deotto - MANUALE DEGLI IMPIANTI D'ANTENNA TV
Guida teorico-pratica alla progettazione, realizzazione e collaudo di
impianti d'antenna TV singoli e centralizzati
10 capitoli - 5 appendici - 312 pagine - 280 schemi - tabelle e figure
copertina plastificata (5ª ristampa della prima edizione 1986)

A. Deotto - ELEMENTI DI VIDEOTECNICA E MODERNI CIRCUITI TV
12 capitoli - 288 pagine - 272 disegni e schemi illustrativi
copertina plastificata (3ª ristampa della prima edizione 1984)

A. Deotto - MANUALE DEI CIRCUITI INTEGRATI TV - *volume 1°* sezione analogica
Descrizione di oltre 150 circuiti integrati utilizzati nei televisori in b/n
e colori, fino ai più recenti, di attuale produzione
280 pagine con schemi a blocchi e d'impiego (ristampa della 1ª edizione 1985)

A. Deotto - MANUALE DEI CIRCUITI INTEGRATI TV - volume 2° sezione digitale - prima parte (memorie, Tx e Rx telecomando, decodifiche, ecc.)
Descrizione di oltre 180 circuiti integrati utilizzati nelle sezioni digitali dei
televisori in b/n e colori
248 pagine con schemi a blocchi e d'impiego (1986 - 3ª ristampa della 1ª edizione)

A. Deotto - MANUALE DEI CIRCUITI INTEGRATI TV - volume 3° sezione digitale - seconda parte (prescaler, controllo sintonie, display su schermo, interfacce uP, ecc.)
Descrizione di quasi un centinaio di circuiti integrati utilizzati nelle sezioni
digitali dei televisori in b/n e colori
216 pagine con schemi a blocchi e d'impiego (1985 - 1ª edizione)